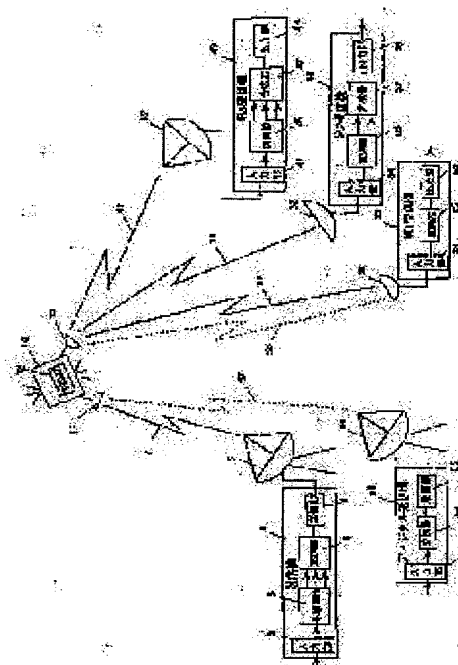


(43)Date of publication of application : 30.05.2003

(72)Inventor : OSHIMA MITSUAKI

Priority number : 04256070	Priority date : 25.09.1992	Priority country : JP
05066461	25.03.1993	JP
05132984	10.05.1993	JP

SOLUTION: The transmitter of this invention includes: a modulation section that modulates a carrier with a first data stream and a carrier with data streams other than the first data stream in a way of providing a power difference between the carriers; and an inverse Fourier transform section that transforms an output of the modulation section into a time base. The first data stream is audio information and the second data stream is information for configuring a video signal.



* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.*** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1]A receiving set comprising:

An analog TV modulating signal which modulated a subcarrier with an analog TV signal.

A digital TV modulating signal which modulated two or more subcarriers in frequency relation which intersects perpendicularly mutually according to a digital data line is made into an input signal, Said digital data line comprises multiple-data-stream containing the 1st data row and 2nd data row, and said digital TV modulating signal, The 1st demodulation section that is modulated so that power difference may be provided in a subcarrier modulated by said 1st data row and a subcarrier modulated by said 2nd data row, and restores to said analog TV modulating signal.

The Fourier converter which carries out the Fourier transform of said digital TV modulating signal.

The 2nd demodulation section that restores to an output of said Fourier converter, a decoder which decodes an output of said 2nd demodulation section, and an outputting part which chooses and outputs an output of said 1st demodulation section, and an output of said decoder.

[Claim 2]The receiving set according to claim 1 which said digital TV modulating signal changes the number of signal points assigned by said 1st data row and said 2nd data row, and is modulated.

[Claim 3]The receiving set according to claim 1 or 2 which restores to data rows other than said 1st data row based on information concerning [said 2nd demodulation section] the number of signal points of said modulating signal including information about the number of signal points of a modulating signal which said 1st data row modulated by data rows other than said 1st data row.

[Claim 4]The receiving set according to any one of claims 1 to 3 considered as composition to which said analog TV modulating signal is supplied from the 1st broadcast, and said digital TV modulating signal is supplied from the 2nd broadcast.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention]A subcarrier is modulated in this invention.

Therefore, it is related with the transmission equipment which transmits a digital signal.

[0002]

[Description of the Prior Art]In recent years, use in various fields is following the digital transmission unit. Progress of digital image transmission art is especially remarkable.

[0003]The transmission system of digital TV has been attracting attention especially recently. Present digital TV transmission equipment is only put in practical use in part as an object for the relay between broadcasting stations. However, the deployment to terrestrial broadcasting and satellite broadcasting is planned, and examination will be advanced in each country in the near future.

[0004]In order to meet consumers' request to develop, it will be necessary to raise the quality and quantity of the contents of broadcast service, such as HDTV broadcast, PCM music broadcast, offer-of-information broadcast, and FAX broadcast, from now on. In this case, it is necessary to increase the amount of information in the frequency band where TV broadcast was restricted. The amount of information transmissions which can be transmitted by this zone increases according to the technical limit of that time. For this reason, it is desirable that a receiving system is ideally changed according to a time, and the amount of information transmissions can be extended.

[0005]However, when it sees from the viewpoint of broadcast, it becomes it is important and important securing public responsibility of the vested rights of all the viewers who continue till a long period of time. When beginning new broadcast service, it is a necessary condition that the service is enjoyable for an existing receiver or receiving set. It can be said that the compatibility of the receiver between the old and new broadcast services of the past, the present and the future or a receiving set and the compatibility of broadcast are the most important.

[0006]The new transmission standard which will appear from now on, for example, a digital-TV-broadcasting standard, is asked for a demand of future society, the extendibility of the amount of information which can respond to technical progress, the compatibility between the existing receivers, and compatibility.

[0007]Here, the transmission system of the TV broadcast proposed until now is described from a viewpoint of extendibility and compatibility.

[0008]The method which multiplexes the signal which compressed the NTSC-television signal into about 6 Mbps(es) as a satellite broadcasting method of digital TV first with a TDM system using 4 value PSK modulation, and broadcasts TV program of 4-20-channel NTSC or HDTV of one channel by one transponder is proposed. The HDTV video signal of one channel is compressed into the data of about 15 Mbps as a terrestrial broadcasting method of HDTV, and the method which performs terrestrial broadcasting using 16 or 32QAM modulation method is examined.

[0009]In order to broadcast simply the broadcasting format first proposed in the satellite broadcasting method now with the conventional transmission system, it uses the frequency band of NTSC for several channels for the program broadcast of HDTV of one channel. For this reason, there was a problem that the received broadcasting of the NTSC program of several channels could not be carried out in the broadcasting-hours belt of a HDTV program. It can be said that there were not the compatibility of the receiver between broadcasts of NTSC and HDTV and a receiving set and compatibility. The extendibility of the amount of

information transmissions which is needed in connection with future technical progress can also be referred to as not having been taken into consideration at all.

[0010]Next, the terrestrial broadcasting method of HDTV of the conventional system examined now is only broadcasting the HDTV signal as it is with the conventional modulation methods, such as 16QAM and 32QAM. In the case of the existing analog broadcasting, the area where a receive state which receives disturbance of a building, ** and lowlands, and adjoining TV office in a broadcasting service area is bad certainly exists. In such an area, although image quality deteriorated in the case of the existing analog broadcasting, the image could be reproduced, and it has viewed and listened to TV program. However, in the conventional digital-TV-broadcasting method, in such an area, an image could not be reproduced at all, but there was a serious problem that it could not view and listen to TV program at all. This was a problem which includes the essential technical problem of digital TV broadcasting, and may become fatal at the spread of digital TV broadcasting. This originates in being arranged at the position of the signal point of modulation methods, such as the conventional QAM, or regular intervals. The method which changes or modulates arrangement of a signal point did not have the former.

[0011]

[Problem(s) to be Solved by the Invention]This invention solves the above-mentioned conventional problem, and it aims at providing the transmission equipment which decreases sharply the compatibility of the NTSC broadcast especially in satellite broadcasting, and HDTV broadcast, and the non-receipt area in the service area in terrestrial broadcasting.

[0012]

[Means for Solving the Problem]To achieve the above objects, transmission equipment of this invention, A sending set and an input part of the above-mentioned sending signal which consist of an input part of a signal, a modulation part which modulates a subcarrier with an input signal from the above-mentioned input part, and generates a signal point of m value on a signal vector figure, and a transmission section which transmits a modulating signal, and perform data transmission, It has two composition, a demodulator which restores to modification PSK or a modification APSK modulated wave of a signal point of P value on a vector diagram which can be expressed by a polar coordinate system (r , θ), and a receiving set which has an outputting part.

[0013]

[Function]The 1st data row and the 2nd data row which have data of an n value as an input signal by this composition are made to input, and the modulated wave of the QAM method of the modified m value which has a signal point of m value on a vector diagram with the modulator of a sending set is made. The signal point of this m point is divided into the grouping signal points of an n -tuple, and these grouping signal points are assigned to each n data of the 1st data row, and each data of the 2nd data row is assigned to m/n signal points or sub-signal point group in these grouping signal points, and it trellis-code-izes to it, becomes irregular to it, and is *****. ** sends out a sending signal. The 3rd data can also be sent out depending on the case.

[0014]Next, the above-mentioned sending signal is received in a receiving set with the demodulator of p value as for which $p > m$ becomes, to the signal point of p point on a signal space diagram, the signal point of p point is first divided into the grouping signal points of an n -tuple, and recovery reproduction of the signal of the 1st data row is carried out. Next, the 2nd data row of p/n value is made to correspond to the signal point of the p/n point in applicable grouping signal points, it gets over, and recovery reproduction of the 1st data and the 2nd data is carried out. At this time, the 1st data row or/, and the 2nd data row are trellis-code-ized. In the receiver of $p=n$, reproduce the grouping signal points of n group, an n value is made to correspond to each, and recovery reproduction only of the 1st data row is carried out.

[0015]When the above operation receives the identical signals from a sending set, in a large antenna and a receiver with the recovery capability of a multiple value, it can restore to the 1st data row and the 2nd data row. In a miniaturized antenna and a receiver with the recovery capability of a few value, reception of the 1st data row can be performed simultaneously. In this way, transmission systems with compatibility can be built. In this case, by assigning the 1st data row to low-pass television signals, such as a low-pass ingredient of NTSC or HDTV, and assigning the 2nd data row to high region television signals, such as a high-frequency component of HDTV, In the receiver which has an NTSC signal and the recovery capability of a multiple value in the receiver which has the recovery capability of a few value to the same electric wave, a HDTV signal is receivable. The digital broadcasting which has the compatibility of NTSC and HDTV by this becomes possible.

[0016]

[Embodiment of the Invention](Embodiment of the invention 1) 1 of following this invention -- an embodiment of the invention is described, referring to drawings.

[0017]Drawing 1 shows the whole system figure of the transmission equipment by this invention. The input part 2, the separation-circuits unit 3, the modulator 4, and the transmitter 1 with the transmission section 5 two or more multiplexed input signals by the separation circuits 3 The 1st data row, D_1 . It separates into the 2nd data row, D_2 and the 3rd data row, and D_3 , and outputs from the transmission section 5 as a modulating signal with the modulator 4, and this modulating signal is sent to the artificial satellite 10 by the transmission line 7 with the antenna 6. It is received by the antenna 11 in the artificial satellite 10, and this signal is amplified with the translator 12, and is again transmitted to the earth by the antenna 13.

[0018]A transmit radio wave is sent to the 1st receiver 23, the 2nd receiver 33, and the 3rd receiver 43 by the transmission routes 21, 31, and 41. First, in the 1st receiver 23, it inputs from the input part 24 via the antenna 22, only the 1st data row gets over with the demodulator 25, and it is outputted from the outputting part 26. In this case, it does not have the recovery capability of the 2nd data row and the 3rd data row.

[0019]In the 2nd receiver 33, the 1st data row and the 2nd data row get over with the recovery machine 35, and the signal outputted from the input part 34 via the antenna 32 is compounded by one data row by the composing device 37, and is outputted from the outputting part 36.

[0020]In the 3rd receiver 43, it goes into the input part 44, three data rows, the 1st data row, the 2nd data row, and the 3rd data row, get over with the demodulator 45, and the input from the antenna 42 becomes one data constellation by the composing device 47, and is outputted from the outputting part 46.

[0021]Even if it receives the electric wave of the same frequency band from the transmitter 1 same as mentioned above, the amount of information receivable by the difference in the performance of the demodulator of three above-mentioned receivers differs. It becomes possible to transmit simultaneously three information which has the compatibility according to that performance to the receiver from which performance differs with one radio wave band according to this feature. For example, when three digital TV signals of NTSC, HDTV, and hyperresolution type HDTV of an identical program are transmitted, If a super HDTV signal is divided into a low-pass ingredient, a high region difference ingredient, and a super high difference ingredient and each is made to correspond to the 1st data row, the 2nd data row, and the 3rd data constellation, while there is compatibility with the frequency band of one channel, resolution, high resolution, and three sorts of digital TV signals of super-high resolution can be broadcast simultaneously.

[0022]In this case, in the thing receiver in which the multiple-value recovery which used the large antenna for the HDTV signal in the thing receiver in which the median price recovery which used the medium size antenna for the NTSC-television signal in the receiver of the few value recovery which used the miniaturized antenna is possible is possible, super-high resolution type HDTV is receivable. The digital transmitter 51 which will perform digital TV broadcasting of NTSC if drawing 1 is explained further inputs only the data more nearly same than the input part 52 as the 1st data constellation, It becomes irregular with the modulator 54, and with the transmitter 55 and the antenna 56, it sends to the satellite 10 according to the transmission line 57, and is again transmitted to the earth by the transmission line 58.

[0023]In the 1st receiver 23, it restores to the data which is equivalent to the 1st data row with the demodulator 24 in the input signal from the digital transmitter 1. Similarly, the 2nd receiver 33 and the 3rd receiver 43 restore to the data constellation of the same contents as the 1st data row. That is, digital broadcasting, such as digital general TV broadcast, can also receive three receivers.

[0024]Each part is explained. Drawing 2 is a block diagram of the transmitter 1.

[0025]An input signal goes into the input part 2, and is divided into three digital signals, the 1st data row signal, the 2nd data row signal, and the 3rd data row signal, in the separation circuits 3.

[0026]For example, when a video signal is inputted, it is possible to assign [the low-pass ingredient of a video signal] the super high ingredient of the 2nd data row signal and a video signal to the 3rd data row signal for the high-frequency component of the 1st data row signal and a video signal. Three separated signals are inputted into the modulation input part 61 inside the modulator 4. Here, there are the signal point position abnormal conditions / the altering circuit 67 which is based on an external signal, and modulates or changes the position of a signal point, an external signal is embraced, and the position of a signal point is modulated or changed. In the modulator 4, amplitude modulation is performed to each of two subcarriers which intersected

perpendicularly, and the QAM signal of a multiple value is acquired. The signal from the modulation input part 61 is sent to the 1st AM machine 62 and the 2nd AM machine 63. $\cos(2\pi f_c t)$ — AM of one of the subcarriers from the subcarrier generator 64 being carried out with the 1st AM machine 62, and, After being sent to the composing device 65, sending and carrying out the 90-degree phase shift of another subcarrier to the $\pi/2$ phase converter 66, being sent to the 2nd AM machine 63 in the state of $\sin(2\pi f_c t)$ and receiving the amplitude modulation of a multiple value, it is the composing device 65, It is compounded with the 2nd AM modulated wave, and a sending signal is carried out by the transmission section 5, and it is $\cos(2\pi f_c t)$ and $\sin(2\pi f_c t)$ and outputted. Since this method itself is more generally than before carried out, explanation of detailed operation is omitted.

[0027] Operation is explained using the 1st quadrant of the signal space diagram of general QAM of the sexadecimal of hexadecimal of drawing 3. All the signals generated with the modulator 4 can be expressed by two composition-of-vectors vector, the two vectors 81 of subcarrier $A\cos 2\pi f_c t$, and the vector 82 of $B\sin 2\pi f_c t$, which intersected perpendicularly. When the tip of the synthesized vector from zero point is defined as a signal point, in the case of sexadecimal-of-hexadecimal QAM, a total of 16 signal points can be set up with the combination of the amplitude value of four values of $a_1, a_2, a_3,$ and a_4 , and the amplitude value of four values of $b_1, b_2, b_3,$ and b_4 . In the 1st quadrant of drawing 3, four signals, C_{11} of the signal point 83, C_{12} of the signal point 84, C_{22} of the signal point 85, and C_{21} of the signal point 86, exist.

[0028] C_{11} is a synthesized vector of vector $0-a_1$ and vector $0-b_1$, and serves as $C_{11}=a_1\cos 2\pi f_c t-b_1\sin 2\pi f_c t=A\cos(2\pi f_c t+\phi/2)$.

[0029] Between B_1 and b_1-b_2 is defined [between A_1 and a_1-a_2] for between A_2 and $0-b_1$ as B_2 , and the distance between 0 [here] on rectangular coordinates of drawing 3— a_1 is shown on a figure.

[0030] As shown in the whole drawing 4 vector diagram, a total of 16 signal points exist. For this reason, by making each point correspond to 4-bit information, 4-bit information transmission becomes possible in one cycle, i.e., 1 time slot.

[0031] The general example of allotment at the time of expressing each point with a binary system is shown in drawing 5. Naturally, it is easy to distinguish in the direction of a receiver, so that the distance during each signal point is separated. Therefore, generally distance during each signal point is made arrangement which is detached as much as possible. When the distance during a specific signal point is brought close, in a receiver, the discernment for the two points becomes difficult, and ERARETO worsens. Therefore, it is said that it is desirable to use arrangement at equal intervals like drawing 5 generally. Therefore, arrangement of the signal point which becomes $A_1=A_2/2$ in the case of 16QAM is generally carried out.

[0032] now, in the case of the transmitter 1 of this invention, first, data is looked like [the 3rd data row] by the 1st data row and 2nd data row case, and is divided. And as shown in drawing 6, 16 signal points or grouping signal points are divided into four grouping signal points, and four data of the 1st data row is first assigned to each grouping signal points. That is, when the 1st data row is 11, any one of four signal points of the 1st grouping signal points 91 of the 1st data quadrant is transmitted. In the case of the 2nd grouping signal points 92 and 00 of the 2nd quadrant, in the case of 01, in the case of the 3rd grouping signal points 93 and 10 of the 3rd quadrant, one signal point is respectively chosen according to the value in 4th grouping-signal-points 94** of the 4th quadrant which is the 2nd data row from four signal points, and it is transmitted. Next, in the case of 16QAM, in the case of 2 bits of the 2nd data row, the data of four values, and 64 value QAM, the data of 4 bits and sexadecimal of hexadecimal is assigned to four signal points or sub-signal point group in each divided signal point group of 91, 92, 93, and 94 like drawing 7. Every quadrant serves as object arrangement. It opts for the assignment to 91, 92, 93, and 94 of a signal point preferentially with the 2-bit data of the 1st data constellation. In this way, 2 bits of the 1st data row and 2 bits of the 2nd data row can completely be transmitted independently. And if, as for the 1st data row, beyond constant value has the antenna sensitivity of a receiver, it can restore to it also with 4PSK receiver. If an antenna has still higher sensitivity, it can restore to the both sides of the 1st data constellation and the 2nd data constellation with the modification 16QAM receiver of this invention.

[0033] The example of quota of the 2nd data row (2 bits of the 1st data row and 2 bits) is shown in drawing 8 here.

[0034]In this case, by dividing a HDTV signal into a low-pass ingredient and a high-frequency component, assigning a low-pass video signal to the 1st data row, and assigning a high region video signal to the 2nd data row, In the receiving system of 4PSK, with the receiving system of 16QAM or 64QAM, the both sides of the 1st data row and the 2nd data row can reproduce the image of NTSC of the 1st data row, these can be added, and the image of HDTV can be acquired.

[0035]When distance during a signal point is merely made into the equal distance like drawing 9, the 1st quadrant has SURESHIHORUDO distance between the portions shown with the slash, in view of 4PSK receiver. The amplitude of A_{TO} may be sufficient, if SURESHIHORUDO distance is made into A_{TO} and 4PSK will only be sent. If it tries to send 16QAM, maintaining A_{TO} for *****, $3A_{TO}$, one 3 times the amplitude [i.e.,] of this, is required. That is, 9 times as much energy is needed compared with the case where 4PSK is transmitted. Spending the signal point of 4PSK in 16QAM mode without considering anything has bad electric power utilization efficiency. Reproduction of a subcarrier also becomes difficult. The electric power which can be used in the case of satellite transmission is restrained. The system with such bad electric power utilization efficiency is not realistic until the transmission power of a satellite increases. If digital TV broadcasting will be started in the future, it is expected that the receiver of 4PSK appears on the market in large quantities. Once spreading, it can be said that it is impossible to raise such receiving sensitivity since the problem of the compatibility of a receiver occurs. Therefore, the transmission power in 4PSK mode cannot be reduced. For this reason, when spending the signal point of false 4PSK in 16QAM mode, it is expected that the method which lowers transmission power from the conventional 16QAM is needed. It becomes impossible otherwise, to transmit with the electric power of the limited satellite.

[0036]By detaching the distance of four divided signal point groups of the drawing numbers 91-94 like drawing 10, the feature of this invention is that it can lower the transmission power of false 4PSK type 16QAM abnormal conditions.

[0037]In order to clarify relation between receiving sensitivity and a transmission output here, it returns to drawing 1 and the receiving method of the digital transmitter 51 and the 1st receiver 23 is described.

[0038]First, the digital transmitter 51 and the 1st receiver 23 are common transmission equipment, and are performing image transmission including data communications or broadcast. As shown in drawing 7, the digital transmitter 51 removes an AM function from the transmitter 1 of multiple-value QAM which is a 4PSK transmitter and was explained by drawing 2 of **. An input signal is inputted into the modulator 54 via the input part 52. It sends to the 2 to 2nd phase phase modulation circuit 123 which modulates the subcarrier in which about 90 degrees of phases differ from the 1 to 2nd phase phase modulation circuit 122 and reference carrier wave which divide an input signal into two signals and carry out the phase modulation of the reference carrier wave by the modulation input part 121 in the modulator 54. These phase modulation waves are compounded by the composing device 65, and are transmitted by the transmission section 55.

[0039]The modulating-signal space diagram at this time is shown in drawing 18. In order to set up four signal points and to raise electric power utilization efficiency, it has generally been common sense to carry out distance during a signal point at equal intervals. As one example, the case where defined (01) and the signal point 127 as (00), and the signal point 128 is defined [the signal point 125] for (11) and the signal point 126 as (10) is shown. In this case, in order to receive data with the 1st satisfactory receiver 23 of 4PSK, the amplitude value more than fixed is required of the output of the digital transmitter 51. if drawing 18 explains, the 1st receiver 23 will receive the signal of the digital transmitter 51 by 4PSK -- the minimum, if the minimum amplitude value of a required sending signal, i.e., the distance between $0-a_1$, is defined as A_{TO} and it will transmit above minimum amplitude A_{TO} of a transmitting limit, The 1st receiver 23 serves as ability ready for receiving.

[0040]Next, the 1st receiver 23 is described. The 1st receiver 23 receives the sending signal from the transmitter 1, or the sending signal of 4PSK from the digital transmitter 51 with the small antenna 22 via the translator 12 of the satellite 10, considers with the demodulator 24 that an input signal is 4 PSK signals, and gets over. The 1st receiver 23 is designed receive the signal of 4PSK of the digital transmitter 51, or 2PSK, and receive signals, such as digital TV broadcasting and data transmission, originally.

[0041]. Drawing 19 received the electric wave from the satellite 12 with the antenna 22 in the configuration block figure of the 1st receiver. After inputting this signal from the input part 24, a subcarrier and a rectangular subcarrier are reproduced by the subcarrier regenerative circuit 131 and the $\pi/2$ phase converter

132, and respectively by the primacy phase detector circuit 133 and the 2nd phase detector 134. The ingredient which lies at right angles is detected independently respectively, and is respectively identified independently by the timing wave extracting circuit 135 according to a time slot. It gets over to the 1st data row by the 1st data row regenerating section 232, and two independent demodulation signals are outputted by the 1st identification reproduction circuit 136 and the 2nd identification reproduction circuit 137 by the outputting part 26.

[0042]An input signal is explained here using the vector diagram of drawing 20. It is received by the 1st receiver 23 based on the transmit radio wave of 4PSK of the digital transmitter 51, and ideal conditions without transmission distortion or a noise can express a signal in four signal points of 151-154 of drawing 20. [0043]However, the signal point which received the noise in a transmission line, the amplitude distortion of a transmission system, and the influence of phase distortion in practice, and was received is distributed over the fixed range with the circumference of a signal point. Since it becomes impossible to distinguish from the next signal point when it separates from a signal point, when an error rate increases gradually and a certain setting range is crossed, it becomes impossible to restore data. What is necessary is just to take the distance during a contiguity signal point, in order to get over within the error rate which was set up also in the case of the worst conditions. This distance is defined as $2A_{R0}$. It can get over, if transmission systems are set up go into the 1st discrimination field 155 which the signal point 151 shows with the slash of $|0-a_{R1}|>A_{R0}$ of drawing 20, and $|0-b_{R1}|>A_{R0}$ at the time of the marginal received input of 4PSK, and a subcarrier is renewable after that. If the minimum radius value that the antenna 22 set up is made into r_0 , and a transmission output is carried out more than [a certain] fixed, it is receivable by all the systems. The amplitude of the sending signal in drawing 18 is set up for becoming the 4PSK minimum reception amplitude value of the 1st receiver 23, and A_{R0} . This transmitting minimum amplitude value is defined as A_{T0} . By this, if the radius of the antenna 22 is more than r_0 , even if a receiving condition is the worst, the 1st receiver 23 can restore to the signal of the digital transmitter 51. When receiving modification 16QAM of this invention, and 64QAM, the 1st receiver 23 becomes difficult [it / to reproduce a subcarrier]. For this reason, if the transmitter 1 arranges eight signal points in the position on the angle of $(\pi/4+n\pi/2)$ and transmits to it like drawing 25 (a), a subcarrier is renewable with 4 multiplying methods. If 16 signal points are arranged on the extension wire of the angle of $n\pi/8$ like drawing 25 (b), by adopting the carrier recovery system of 16 multiplying methods as the subcarrier regenerative circuit 131, a signal point degenerates and the subcarrier of a false 4PSK type 16QAM modulating signal can be reproduced easily. In this case, what is necessary is to set up the signal point of the transmitter 1 and just to transmit so that it may be set to $A_1/(A_1+A_2)=\tan(\pi/8)$. The case where a QPSK signal is received here is considered. The signal point position can also superimpose the abnormal conditions of AM etc. for the signal point position of the QPSK signal of (drawing 18) like the signal point position abnormal conditions / altering circuit 67 of the transmitter of drawing 2. In this case, as for the signal point position demodulation section 138 of the 1st receiver 23, PM, AM, etc. restore to the position modulation signal or repositioning signal of a signal point. And the 1st data row and a demodulation signal are outputted from a sending signal.

[0044]Next, if it returns to the transmitter 1 and the sending signal of 16PSK of the transmitter 1 is explained here using the vector diagram of drawing 9, amplitude A_1 of the direction of a horizontal vector of the signal point 83 will be made larger than 4PSK minimum transmission output A_{T0} of the digital transmitter 51 of drawing 18 like drawing 9. Then, the signal of the signal points 83, 84, 85, and 86 of the 1st quadrant of drawing 9 goes into the 14th PSK ready-for-receiving ability field 87 shown with a slash. When the 1st receiver 23 receives these signals, these four signal points go into the 1st discrimination field of the receiving vector diagram of drawing 20. Therefore, even if the 1st receiver 23 receives any of the signal points 83, 84, 85, and 86 of drawing 9, it restores to the data which it (11) Comes to judge as the signal point 151 of drawing 20 to this time slot. This data is (11 of the 1st divided signal point group 91 of the transmitter 1), i.e., (11) of the 1st data row, as shown in drawing 8. In the 2nd quadrant, the 3rd quadrant, and the 4th quadrant, the 1st data row gets over similarly. That is, the 1st receiver 23 will restore only to the 2-bit data of the 1st data row among multiple-data-stream of the modulating signal from the transmitter 1 of 16QAM, 32QAM, or 64QAM. in this case, the signal of the 2nd data row or the 3rd data row -- all -- the [the 1st -] -- since it is included by the divided signal point group 91 of four, the recovery of the signal of the 1st data row is not affected.

energy $\sim \{(A_1 + A_2) / A_1\}^2 \sim$ double, if this is defined as n_{16} , the distance during a signal point when receiving the distance during a signal point by A_2 and 4PSK when receiving by modification sexadecimal-of-hexadecimal QAM \sim the ratio of $2A_1$ and the distance during a signal point $\sim A_2/2A \sim$ since it comes out, if the radius of a receiving antenna is made into r_2 , it will become a relation like drawing 11. The curve 101 expresses the relation between transmission energy magnification n_{16} and radius r_2 of the antenna 22 of the 2nd receiver 23.

[0051] By the case where 16QAM in the case of an equal distance signal point is transmitted, the point 102 needs 9 times as much transmission energy as above-mentioned, and is not practical. A graph shows that antenna radius r_2 of the 2nd receiver 23 does not become so small even if it increases n_{16} 5 or more times from drawing 11.

[0052] In the case of a satellite, transmission power is limited and beyond constant value cannot take it. It becomes clear from this that 5 or less times is desirable as for n_{16} . The slash of the field 103 of drawing 11 shows this field. For example, if it is in this field, antenna radius r_2 of the 2nd receiver 23 doubles [the point 104] with 4 times as much transmission energy. As for r_2 , transmission energy increases [the point 105] about 5 times by twice. These are in the utilizable range.

[0053] When n_{16} expresses by A_1 and A_2 that it is smaller than five, the distance between divided signal point groups from $n_{16} = (A_1 + A_2) / A_1 \leq 5$, $A_2 \leq 1.23A_1$ drawing 10 2A (4), When maximum amplitude is set to $2A$ (16), A (4) and $A(16) - A(4)$ are proportional to A_1 and A_2 , therefore show the example using 64APSK abnormal conditions of modification to the next that what is necessary is just to consider it as $\{A(16)\}^2 \leq 5 \{A(4)\}^2$. The 3rd receiver 43 can perform 64 value QAM demodulation.

[0054] The vector diagram of drawing 12 is a case where the divided signal point group of the vector diagram of drawing 10 is made to increase from four values to sexadecimal of hexadecimal. In the 1st divided signal point group 91 of drawing 12, the signal point of $4 \times 4 =$ sexadecimal of hexadecimal including the signal point 170 is arranged at equal intervals. In this case, in order to give the sex in two ways with 4PSK, it must be set as $A_1 \geq A_{TO}$ of transmitting amplitude. The value of r_3 at the time of defining it as transmission and the output signal n_{64} by making the radius of the antenna of the 3rd receiver 43 into r_3 . If it asks similarly, it will become $r_3^2 = \{6^2 / (n-1)\} r_1^2$, and it becomes a graph like the radius r_3 -output multiple n of figure 13 64 value QAM.

[0055] However, since only 2 bits of 4PSK can get over when the 2nd receiver 33 receives in arrangement like drawing 12, in order to form three compatibility, the 1st, the 2nd, and the 3rd, it is desirable to give the function which recovers modification sexadecimal-of-hexadecimal QAM from a modification 64 value QAM modulated wave to the 2nd receiver 33.

[0056] The compatibility of three receivers is materialized by performing the grouping of three hierarchies' signal point like drawing 14. When only the 1st quadrant explained, the 1st division divided signal point group 91 said that (11) of the 1st data row was assigned. [2-bit]

[0057] the [next,] \sim (11) of the 2nd data row is assigned to 1 secondary divided signal point group 181. [2-bit] the \sim 2 secondary divided signal point group 182 \sim (01) \sim the \sim 3 secondary divided signal point group 183 \sim (00) \sim the \sim (10) is assigned to 4 secondary divided signal point group 184. This is equivalent to drawing 7.

[0058] When the signal point arrangement of the 3rd data row is explained in detail using the vector diagram of the 1st quadrant of drawing 15, the signal point 201, 205, 209, 213 (11), If (01) and the signal point 203, 207, 211, 215 are set to (00) and the signal point 204, 208, 212, 216 is set to (10), the signal point 202, 206, 210, 214, Three hierarchies' 2-bit data can transmit the 2-bit data of the 3rd data row independently with the 1st data and the 2nd data.

[0059] With the receiver with which the performances of three levels differ as a feature of this invention, it can transmit data with a different transmission quantity of 2 bits, 4 bits, and 6 bits, and, moreover, 6-bit data not only can send, but can give the compatibility during a hierarchy's three transmissions.

[0060] Here, the configuration method of a signal point required in order to give the compatibility at the time of 3 hierarchy transmission is explained.

[0061]As shown in drawing 15, in order to make the 1st receiver 23 receive the data of the 1st data row, it was already said first that it is $A_1 > A_{TO}$.

[0062]Next, it is necessary to secure the distance during a signal point so that it can distinguish from the signal point 91 of the 2nd data row, for example, the signal point of drawing 10, and the signal point of 182,183,184 of the subdivided signal point group of drawing 15.

[0063]Drawing 15 shows the case where only $2/3A_2$ is detached. the [in this case,] — the distance during a signal point of the signal point 201,202 inside 1 secondary divided signal point group 181 is set to $A_2/6$.

When the 3rd receiver 43 receives, required received energy is calculated. in this case, by making the radius of the antenna 32 into r_3 , when required transmission energy is defined as being twice [n_{64}] the 4PSK

transmission energy, this graph used as $r_3^2 = (12r_1)^2 / (n-1)$ can be expressed with the curve 221 of drawing 16.

For example, if 6 times as much transmission energy as 4PSK transmission energy is obtained in the case of the point 222,223, it will be an antenna of one 8 times the radius of this, and if it is 9 times as much transmission energy, it turns out that it can restore to the 1st, 2nd, and 3rd data row with 6 times as many antennas. In this case, in order for the distance during a signal point of the 2nd data row to approach with $2/3A_2$, it is necessary to become $r_2^2 = (3r_1)^2 / (n-1)$, and to enlarge the antenna 32 of the 2nd receiver 33 a little like the curve 223.

[0064]Like this time in this method, while the transmission energy of a satellite is small, the 1st data row and the 2nd data row are sent. The big effect of both sides of the compatibility that the 3rd data row can be sent without [without the transmission energy of a satellite spoils the received data of the 1st receiver 23 or the 2nd receiver 33 in the future which increased sharply, and] converting, and possibilities is acquired.

[0065]In order to explain a receive state, it states from the 2nd receiver 33 first. As opposed to having set up so that the 1st above-mentioned receiver 23 can originally restore to the 1st data row of 4 PSK modulation signals of the digital transmitter 51, and the transmitter 1 with the small antenna of radius r_1 . In the 2nd receiver 33, it can restore to the 2-bit signal of the signal point of sexadecimal of hexadecimal, i.e., 16QAM of the 2nd data row, shown in drawing 10 of the transmitter 1 thoroughly. It can restore to the 1st data row and a 4 in all bits signal. In this case, the ratio of A_1 and A_2 changes with transmitters. This data is set up by the recovery control section 231 of drawing 21, and a threshold is sent to a demodulator circuit. Thereby, AM demodulation becomes possible.

[0066]The block diagram of the 2nd receiver 33 of drawing 21 and the block diagram of the 1st receiver 23 of drawing 19 are the almost same composition. A different point has the antenna 32 in a point with larger radius r_2 than the antenna 22 first. For this reason, it can discriminate from a signal with a shorter distance during a signal point. Next, it has the recovery control section 231, and the 1st data row regenerating section 232 and the 2nd data row regenerating section 233 in the inside of the demodulator 35. The 1st identification reproduction circuit 136 has an AM demodulation function in order to restore to modification 16QAM. In this case, each subcarrier has a value of four values and has a threshold of zero level, and **two values each. In the case of this invention, for a modification 16QAM signal, as shown in the signal vector figure of drawing 22, a threshold changes with transmission outputs of a transmitter. Therefore, when it is the SURESHI hold value which normalized TH_{16} , it is $TH_{16} = (A_1 + A_2/2) / (A_1 + A_2)$ so that clearly from drawing 22.

It becomes.

[0067]The demodulation information of this A_1 , A_2 or TH_{16} , and the value m of multi-level modulation is included and transmitted into the 1st data row from the transmitter 1. The method of the recovery control section 231 carrying out the statistical work of the input signal, and searching for demodulation information can also be taken.

[0068]How to determine the ratio of shift factor A_1/A_2 using drawing 26 is explained. If A_1/A_2 is changed, a threshold will change. An error increases as A_1/A_2 set up by the receiver end separates from the value of A_1/A_2 set up by the transmitter side. By controlling shift factor A_1/A_2 in the direction which carries out the field back of the demodulation signal from the 2nd data row regenerating section 233 of drawing 26 in the recovery control circuit 231 and whose error rate decreases. Since a shift factor can be managed by the 3rd receiver 43 even if it does not restore to A_1/A_2 , a circuit becomes easy. It is effective in it becoming

unnecessary for a transmitter to send A_1/A_2 and its transmission capacity increasing. This can also be used for the 2nd receiver 33. The recovery control circuit 231 has the memory 231a. When memorizing a different threshold for every channel of TV broadcast, i.e., a shift ratio and the number of signal points, and a synchronous rule and receiving that channel again, it is effective in reception being stabilized quickly by calling this value.

[0069]When this demodulation information is unknown, the recovery of the 2nd data row becomes difficult. Hereafter, it explains using the flow chart of (drawing 24).

[0070]Even when demodulation information is not acquired, the recovery of 4PSK of Step 313 and the recovery of the 1st data row of Step 301 can be performed. Then, the demodulation information acquired by the 1st data row regenerating section 232 at Step 302 is sent to the recovery control section 231. The recovery control section 231 performs the recovery of 4PSK of Step 313, or 2PSK, if m is 4 or 2 at Step 303. If it is NO and m is 8 or 16 at Step 304, it is the other side to Step 305. It is the other side in the case of NO to Step 310. TH8 and TH16 are calculated at Step 305. The recovery control section 231 sends threshold TH16 of AM demodulation to the 1st identification reproduction circuit 136 and the 2nd identification reproduction circuit 137 at Step 306, and the recovery of modification 16QAM and reproduction of the 2nd data row are made at Steps 307 and 315. An error rate is checked at Step 308, when bad, it returns to Step 313, and 4PSK recovery is performed.

[0071]Although the signal point 85.83 of drawing 22 is on the angle of $\cos(\omega t + n\pi/2)$ in this case, there is no signal point 84.86 on this angle. Therefore, the carrier-wave-outgoing information on the 2nd data row is sent to the subcarrier regenerative circuit 131 from the 2nd data row regenerating section 233 of drawing 21, and it has set up from the signal of the timing of the signal point 84.86 not extract a subcarrier.

[0072]The transmitter 1 has sent the subcarrier timing signal for the 1st data row intermittently supposing the case where a recovery of the 2nd data row is impossible. Even if it cannot restore to the 2nd data row with this signal, the signal point 83.85 understands only the 1st data row. For this reason, a subcarrier is renewable by sending carrier-wave-outgoing information to the subcarrier regenerative circuit 131.

[0073]Next, when the signal of modification 64QAM as shown in drawing 23 has been sent from the transmitter 1, Or, when it is judged, it is confirmed at Step 310 whether to be 64 or less and m is not an equal distance signal point method at Step 311, and when [whose m is not 16], if it returns to the flow chart of drawing 24, it will go to Step 312 at Step 304. When distance TH_{64} during a signal point at the time of modification 64QAM is calculated here, it is $TH_{64} = (A_1 + A_2/2)/(A_1 + A_2)$.

It comes out, and it is and is the same as TH_{16} . However, the distance during a signal point becomes small.

[0074]the -- if distance during the signal point in 1 secondary divided signal point group 181 is made into A_3 -- the -- the [1 secondary divided signal point group 181 and] -- the distance of 2 secondary divided signal point group 182 -- $(A_2 - 2A_3)$ -- it will become $/ (A_1 + A_2)$ if it normalizes $(A_2 - 2A_3)$. It cannot discriminate, when this is defined as d_{64} and d_{64} is below discretion T_2 of the 2nd receiver 33. In this case, it judges at Step 313, and if d_{64} is outside tolerance level, it will go into 4PSK mode of Step 313. When it is in the discrimination range, it restores to 16QAM of Step 307 toward Step 305. At Step 308, when an error rate is large, it goes into 4PSK mode of Step 313.

[0075]In this case, by four multiplying circuits, since all the signal points are on the angle of $\cos(2\pi f + n\pi/4)$ if the modification 8 QAM signal of a signal point as the transmitter 1 shows to drawing 25 (a) is transmitted, in order that all the subcarriers may degenerate to the same phase, the effect that reproduction of a subcarrier becomes easy is born. In this case, it can restore to 2 bits of the 1st data row also with 4PSK receiver which has not considered, and the signal-point-arrangement figure of 1b drawing 25 (a) of the 2nd data row and drawing 25 (b) shows the signal point of C-CDM at the time of adding the signal point shifted in the direction of polar coordinates (r , θ) with the 2nd receiver 33. C-CDM which shifted the signal point to the rectangular-coordinates top, i.e., an XY direction, expressed previously is called rectangular-coordinate-system C-CDM, and polar coordinate system C-CDM is called polar coordinate system C-CDM for C-CDM which shifted the signal point in the polar coordinate system, i.e., r , and the direction of θ .

[0076]The signal-point-arrangement figure of 8 PS-APSK of drawing 25 (a) adds first every one more signal point shifted in the direction of radius r in polar coordinates to each of four signal points of QPSK. In this way, APSK of polar-coordinates C-CDM which has eight signal points from QPSK as shown in drawing 25 (a)

is realized. Shifted Pole-APSK omits this from it being APSK which added the signal point shifted very much (Pole) on polar coordinates, and it calls it SP-APSK. In this case, the coordinates of the signal point 85 added to QPSK can be defined by using shift factor S_1 , as shown in Drawing 139. The signal point of 8 PS-APSK adds the signal point $(S_1+1)(r_0, \theta_{00})$ of a position when only $S_1 r_0$ shifted the signal point 83 of the polar coordinates (r_0, θ_{00}) of standard QPSK in the direction of radius r . In this way, the 1-bit subchannel 2 is added to the 2-bit same subchannel 1 as QPSK.

[0077]As shown in the Constellation figure of Drawing 140, coordinates (r_0, θ_{00}) , adding the signal point to which only $S_2 r_0$ was shifted in the direction of radius r at eight signal points of $(r_0+S_1 r_0, \theta_{00})$ -- new $(r_0+S_2 r_0, \theta_{00})$ [θ_{00} and] The 1-bit signal point of θ_{00} , and $(r_0+S_1 r_0+S_2 r_0, \theta_{00})$ is added. Since this has two kinds of arrangement, the subchannel which is 1 bit is obtained. This is called 16 PS-APSK and it has the 2 bits subchannel 1, the 1 bit subchannel 2, and the 1-bit subchannel 3. Since a subcarrier is renewable with the usual QPSK receiver explained by drawing 19 since 16-PS-APSK also had a signal point on $\theta=1/4(2n+1)\pi$, it cannot restore to the 2nd subchannel, but it can restore to the 1st subchannel that is 2 bits. Thus, the C-CDM method shifted in the direction of polar coordinates is effective in the amount of transmitted data being extensible, maintaining a mainstream QPSK receiver and compatibility in PSK, especially the present satellite broadcasting. For this reason, it is extensible, maintaining compatibility to satellite broadcasting with much amount of information of the multi-level modulation using APSK of the second generation without losing the televiewer of the satellite broadcasting of the first generation using PSK.

[0078]An angle [in / in the signal point in the case of drawing 25 (b) / polar coordinates] = it is on $\pi/8$. This is limited to each three quadrant, i.e., 12 signal points, among each four quadrant of the signal point of 16PSK, i.e., a total of 16 signal points. When it sees roughly by limiting, it can consider that this three signal point is one signal point, and can be regarded as the signal point of four QPSK on the whole. In this way, the 1st subchannel is renewable like the above-mentioned case using a QPSK receiver.

[0079]These signal points are arranged on the angle of $\theta=\pi/4$, $\theta=\pi/4+\pi/8$, and $\theta=\pi/4-\pi/8$. That is, the signal point to which the angular orientation of polar coordinates was made to shift the signal point of QPSK on angle $\pi/4 \pm \pi/8$ is added. Since it is in the range of $\theta=\pi/4 \pm \pi/8$, it can be regarded as one signal point on $\theta=\pi/4$ of abbreviated $\pm\theta$ PSK. Although the error rate in this case worsens a little, since it can discriminate between the signal point [error rate] on four angles with the receiver 23 of QPSK shown in drawing 19, it can get over, and 2-bit data is reproduced. When an angle is on π/n in angle shift C-CDM, a subcarrier regenerative circuit can reproduce a subcarrier by n multiplying circuit like other embodiments of the invention. When there is nothing on π/n , a subcarrier can be reproduced by sending carrier information data as well as the case of other embodiments of the invention several pieces at fixed time.

[0080]As shown in Drawing 141, the angle in the polar coordinates during the signal point of QPSK or 8-SP-APSK $2\theta_{00}$. By dividing a signal point into two and shifting only $\pm P_1 \theta_{00}$ in the direction of angle θ , if the first angle shift factor is made into P_1 , it is divided at two signal points, the case $(r_0, \theta_{00}+P_1 \theta_{00})$ of QPSK, and $(r_0, \theta_{00}-P_1 \theta_{00})$, and the number of signal points doubles. In this way, the 1-bit subchannel 3 is added. This is called 8-SP-PSK of $P=P_1$. What added the signal point when only $S_1 r_0$ shifted the signal point of this 8-SP-PSK in the direction of radius r as shown in Drawing 142 is called 16-SP-APSK (P, S_1 type). The subchannel 1.2 is renewable by 8 PS-PSK with same phase. Now, it returns to drawing 25 (b) here. Since C-CDM using the angle shift of the polar coordinate system is applicable to PSK as shown in Drawing 141, it can be used also for the satellite broadcasting of the first generation. However, when it uses for the satellite broadcasting of APSK of the second generation, as shown in Drawing 142, polar coordinate system C-CDM cannot take the interval of the signal point in a group uniformly. Therefore, electric power utilization efficiency is bad. On the other hand, C-CDM at the time of rectangular coordinates does not have good compatibility with PSK.

[0081]The method of 25 (b) has compatibility in the both sides of a rectangular coordinate system and a polar coordinate system. Since the signal point is arranged on the angle of 16PSK, while being able to get over by 16PSK, since the grouping of the signal point has been carried out, it can get over also with a QPSK receiver. Since it arranges also on rectangular coordinates, it can get over also by 16-SRQAM. It is a method

with the big effect that it is extensible while realizing the polar coordinate system between three of QPSK, 16PSK, and 16-SRQAM, and the compatibility between rectangular-coordinate-system C-CDM. it can be reproduced and a total of 3 bits can be reproduced.

[0082]Next, the 3rd receiver 43 is described. Drawing 26 is a block diagram of the 3rd receiver 43, and serves as the almost same composition as the 2nd receiver 33 of drawing 21. There is a different point in that the 3rd data row regenerating section 234 is added and the discernment capability of an octal being in an identification reproduction circuit. Since radius r_3 of the antenna 42 becomes still larger than r_2 , it can restore also to a signal with a nearer distance during a signal point, for example, 32 value QAM, and 64 value QAM. For this reason, in order to restore to 64 value QAM, the 1st identification reproduction circuit 136 needs to discriminate from the level of an octal to *****. In this case, seven threshold levels exist. Among these, one thresholds [three] exist in one quadrant for 0.

[0083]As shown in the signal space diagram of drawing 27, three thresholds exist in the 1st quadrant.

[0084]As shown in drawing 27, three the thresholds and TH1₆₄ which were normalized, TH2₆₄, and TH3₆₄ exist.

$$[0085]TH1_{64}=(A_1+A_3/2)/(A_1+A_2)$$

$$TH2_{64}=(A_1+A_2/2)/(A_1+A_2)$$

$$TH3_{64}=(A_1+A_2-A_3/2)/(A_1+A_2)$$

It can come out and express.

[0086]With this threshold, the data of the 3rd data row gets over like the 1st data row and the 2nd data row which were explained by drawing 21 by carrying out AM demodulation of the input signal which carried out phase detection. drawing 23 --- like --- the 3rd data row --- the [for example,] --- discrimination of the four signal points 201, 202, 203, and 204 in 1 secondary divided signal group 181 --- four values --- that is, 2 bits can be taken. In this way, the recovery of 6 bits, i.e., modification 64 value QAM, is attained.

[0087]By the demodulation information included in the 1st data row of the 1st data row regenerating section 232, the recovery control section 231 at this time. Since the value of m , A_1 , A_2 , and A_3 is known, the threshold TH1₆₄, TH2₆₄, and TH3₆₄ can be calculated, and it can send to the 1st identification reproduction circuit 136 and the 2nd identification reproduction circuit 137, and a modification 64QAM recovery can be ensured. In this case, only the addressee permitted since scramble had started demodulation information can be prevented from restoring to 64QAM. Drawing 28 shows the flow chart of the recovery control section 231 of modification 64QAM. Only the point different from the flow chart of sexadecimal-of-hexadecimal QAM of (drawing 24) is explained. It becomes Step 320 from Step 304 of drawing 28, and if it is $m=32$, it restores to 32 value QAM of Step 322. Since it distinguishes in $m=64$ at Step 321 if it is NO, and A_3 cannot be reproduced below from a preset value at Step 323, toward Step 305, it becomes the same flow chart as drawing 24, and restores to modification 16QAM. If it returns to Step 323 here, and A_3 is beyond a preset value, a threshold will be calculated at Step 324, Send three thresholds to the 1st and 2nd identification reproduction circuit at Step 325, and modification 64QAM is reproduced at Step 326, The 1st, 2nd, and 3rd data is reproduced at Step 327, at Step 328, if an error rate is large, a 16QAM recovery will be carried out toward Step 305, and a 64QAM recovery will be continued if small.

[0088]Here, a carrier recovery system important for a recovery is described. This invention has one of the features in the place which reproduces the 1st data row of modification 16QAM and modification 64QAM with 4PSK receiver. In this case, when the usual 4PSK receiver is used, reproduction of a subcarrier becomes difficult and a normal recovery cannot be performed. In order to prevent this, some measures are [transmitter side] needed by a receiver end.

[0089]Methods by this invention include two kinds of methods. The 1st method is the method of sending the signal point on $\pi(2n-1)/4$ of angles to an intermittent target with a fixed rule group. The 2nd method is the method of arranging abbreviated abbreviation and all the signal points, and transmitting on the angle of $n\pi/8$.

[0090]When sending the signal of the signal point 83 and 85, for example, signal points, which is on four angles of an angle, $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, and $7\pi/4$ as the first method was shown in drawing 38, ***** setting out of the synchronous time slots 452, 453, 454, and 455 which are shown with a slash among the time-slot groups 451 in the time chart figure of the sending signal of drawing 38 and which are sent intermittently is carried out at a certain fixed rule. And one signal point in eight signal points on the above-mentioned angle is

certainly transmitted during this period. Arbitrary signal points are transmitted in the other time slot. And the transmitter 1 is arranged and transmitted to the synchronous timing information bureau 499 of data which shows drawing 41 the above-mentioned rule of sending this time slot.

[0091]If the contents of the sending signal in this case are explained in more detail using drawing 41, the time-slot group 451 containing the synchronous time slots 452, 453, 454, and 455 constitutes the one unit data row 491 and Dn.

[0092]Since the synchronous time slot is intermittently arranged at this signal based on the rule of synchronous timing information, if these mapping rule are known, subcarrier reproduction can be easily performed by extracting the information in a synchronous time slot.

[0093]On the other hand, there is the synchronous field 493 shown by S in the head part of the frame of the data row 492, and this comprises only a synchronous time slot shown with a slash. Since the extraction information for the above-mentioned subcarrier reproduction increases by this composition, it is effective in the ability to perform subcarrier reproduction of 4PSK receiver certainly and early.

[0094]The unique word and the above-mentioned demodulation information for a synchronization are contained in this portion including the synchronizers 496, 497, and 498 etc. which show this synchronous field 493 by S1, S2, and S3. There is also the phase simulation signal arrangement information part 499 furthermore shown by I_T , and information, including the information on the arrangement space of a phase simulation time slot, the information on mapping rule, etc., is contained in this.

[0095]Since the signal point of the field of a phase simulation time slot has only a specific phase, a subcarrier is renewable also with 4PSK receiver and the contents of phase simulation part arrangement information I_T are certainly renewable, after this access to information can reproduce a subcarrier certainly.

[0096]The demodulation information part 501 is in the next of the synchronous field 493 of drawing 41, and when restoring to a modification multiple-value QAM signal, the demodulation information about required SURESHIHORUDO voltage is contained. Since this information is important for the recovery of multiple-value QAM, if the demodulation information 502 is put in a synchronous field like the synchronous field 502 of drawing 41, acquisition of demodulation information will become more certain.

[0097]Drawing 42 is a signal plot plan in the case of sending the signal of the letter of a burst with a TDMA system. The guard time 521 is formed between the data rows of the data row 492, Dn, and others, and a sending signal is not transmitted during this period. [difference / from drawing 41] The synchronizer 522 for taking a synchronization is formed in the head part of the data row 492. Only the signal point of above-mentioned $\pi(2n-1)/4$ of phases is transmitted during this period. Therefore, a subcarrier is renewable also with the demodulator of 4PSK. In this way, a synchronization and subcarrier reproduction are attained also with a TDMA system.

[0098]Next, the carrier recovery system of the 1st receiver 23 of drawing 19 is described in detail using drawing 43 and drawing 44. The input signal inputted in drawing 43 goes into the input circuit 24, one of the demodulation signals by which synchronous detection was carried out in the synchronous detection circuit 541 is sent and outputted to the output circuit 542, and the 1st data row is reproduced. The phase simulation part arrangement information part 499 of drawing 41 is reproduced in the timing-extraction control circuit 543, it understands to which timing the signal of $\pi(2n-1)/4$ of phase simulation parts enters, and the intermittent phase simulation control signal 561 like drawing 44 is sent. A demodulation signal is sent to the multiplying circuit 545, and 4 multiplying is carried out, and it is sent to the subcarrier reproduction control circuit 54. The signal of the true topology 563 and the other signal are included like the signal 562 of drawing 44. The phase simulation time slot 452 which consists of a signal point of $\pi/4$ of phases as shown in the slash in the timing chart 564 ($2n-1$) is contained intermittently. The phase sample signal 565 is acquired by sampling this by the subcarrier reproduction control circuit 544 using the phase simulation control signal 564. The predetermined phasing signal 566 is acquired by carrying out the sample hold of this. This signal passes along the loop filter 546, is sent to VCO547, and a subcarrier is reproduced and it is sent to the synchronous detection circuit 541. In this way, the signal point of the phase of $\pi/4$ as shown in the slash of drawing 39 ($2n-1$) is extracted. An exact subcarrier is renewable with 4 multiplying methods based on this signal. At this time, although two or more phases are reproduced, it resembles putting unique word into the synchronizer 496 of drawing 41, and the absolute phase of a subcarrier can be specified more.

[0099]When transmitting a modification 64QAM signal like drawing 40, a transmitter sends the phase simulation time slots 452 and 452b etc. only to the signal point in the phase simulation field 471 shown with

the slash of the phase of approximately abbreviated $(2n-1)\pi/4$. For this reason, although a subcarrier is unreproducible in the usual 4PSK receiver, it is effective in a subcarrier being renewable from that of equipping the subcarrier regenerative circuit of this invention also with the 1st receiver 23 of 4PSK.

[0100]The above is a case where the subcarrier regenerative circuit of the Costas method is used. Next, the case where this invention is used for an inverse modulation method subcarrier regenerative circuit is explained.

[0101]Drawing 45 shows the inverse modulation method subcarrier regenerative circuit of this invention. As for the input signal from the input circuit 24, a demodulation signal is reproduced by the synchronous detection circuit 541. On the other hand, the input signal delayed by the 1st delay circuit 591 reverse-restores at least to four phases with the above-mentioned demodulation signal in the modulator 592, and turns into a carrier signal. The above-mentioned carrier signal which has passed through the subcarrier reproduction control circuit 544 is sent to the phase comparator 593. On the other hand, the reproduced carrier from VCO547 is delayed, a phase comparison is carried out to the above-mentioned inverse modulation carrier signal with the phase comparator 593 by the 2nd delay circuit 594, a phase difference signal is supplied to VCO547 through the loop filter 546, and a received carrier and a subcarrier in phase are reproduced. In this case, like the Costas form subcarrier regenerative circuit of drawing 43, since the timing-extraction control circuit 543 makes the topology of only the signal point of the field shown with the slash of drawing 39 sample, 16QAM or 64QAM can also reproduce a subcarrier with the modulator of 4PSK of the 1st receiver 23.

[0102]Next, the method which reproduces a subcarrier with 16 multiplying methods is described. As shown in drawing 46, the transmitter 1 of drawing 2 arranges the signal point of modification 16QAM to the phase of $n\pi/8$, and performs abnormal conditions and transmission. A subcarrier is renewable in the direction of the 1st receiver 23 of drawing 19 by using a Costas type subcarrier regenerative circuit with the 16 multiplying circuits 661 as shown in drawing 48. Since the signal point of the phase of $n\pi/8$ like drawing 46 degenerates to the 1st quadrant by the 16 multiplying circuits 661, a subcarrier is renewable by loop filter 546 and VCO541. An absolute phase can also be extracted from 16 phases by arranging unique word to a synchronous field.

[0103]Next, the composition of 16 multiplying circuits is explained. By a demodulation signal to the peace circuit 662, and the difference circuit 663, a sum signal and a difference signal are made, it multiplies with the multiplier 664, and $\cos 2\theta$ is built. $\sin 2\theta$ is built with the multiplier 665. The multiplication of these is carried out with the multiplier 666, and $\sin 4\theta$ is built.

[0104] $\sin 8\theta$ is similarly built with $\sin 2\theta$ and $\cos 2\theta$ with the peace circuit 667 difference circuit 668 and the multiplier 670. $\cos 8\theta$ is built with the peace circuit 671, the difference circuit 672, and a multiplier. And 16 multiplying is made by building $\sin 16\theta$ with the multiplier 674.

[0105]There is a big effect that the subcarrier of all the signal points of the modification 16QAM signal which carried out signal point arrangement like drawing 46 can be reproduced with the above 16 multiplying methods without extracting a specific signal point.

[0106]Although the subcarrier of the modification 64QAM signal which carried out arrangement like drawing 47 is also renewable, since some signal points are shifted a little from the synchronous field 471, their error rate will increase at the time of a recovery.

[0107]There are two methods as this measure. Although the amount of information which is that one does not transmit the signal of a signal point which separated from the synchronous field becomes less, composition is effective in becoming easy. Another is providing a synchronous time slot, as drawing 38's explained. by spending signal points, such as the synchronous phase fields 471 and 471a etc. of the phase of $n\pi/8$ shown with a slash during the synchronous time slot in the time-slot group 451, since a synchronization can be correctly taken during this period, a phase error becomes empty — it is lost.

[0108]There is a big effect that the subcarrier of the signal of modification 16QAM or modification 64QAM is renewable with 4PSK receiver with the composition of an easy receiver as mentioned above, with 16 multiplying methods. When a synchronous time slot is set up, the effect of raising the phase precision at the time of subcarrier reproduction of modification 64QAM is acquired.

[0109]By using the transmission equipment of this invention, as stated in detail above, two or more data can be simultaneously transmitted by a layered structure in one radio wave band region.

[0110]In this case, there is the feature that it can restore to the data volume corresponding to investment of the receiver, by setting up the receiver of three hierarchies with different receiving sensitivity to one

transmitter, and recovery capability. Although it is a first small antenna and low resolution, the person addressee who purchased the 1st receiver of low cost can carry out recovery reproduction of the 1st data row. Next, the addressee who purchased a medium-sized antenna and the 2nd receiver of the high cost of inside resolution can reproduce the 1st and 2nd data row. the person of a large-sized antenna and high resolution who purchased the 3rd receiver of the high cost considerably -- all the 1st, 2nd, and 3rd data row -- recovery reproduction can be carried out.

[0111]If the 1st receiver is used as a home digital satellite broadcasting receiver, a receiver is realizable at a low price which can be received in much general consumers. Although the 2nd receiver needs a large-sized antenna at the beginning and also is not popular with a consumer at large for a high cost, even if it is somewhat expensive to people who want to view and listen to HDTV, they have a meaning. An industrial, quite large-sized antenna is required for the 3rd receiver, it is not realistic to home use, and fits the industrial way at the beginning until a satellite output increases. For example, if a super-high resolution HDTV signal is sent and it transmits to the movie theater of every place with a satellite, a movie theater can be electronized by video. In this case, it is effective in the management cost of a movie theater or a video theater becoming cheap.

[0112]When this invention is applied to TV transmission as mentioned above, the video service of three image quality can be provided in the frequency band of one electric wave, and there is a big effect that it is moreover mutually compatible. Although the embodiment of the invention showed the example of 4PSK, modification 8QAM, modification 16QAM, and modification 64QAM, 32QAM and 256QAM are also realizable. 8PSK, 16PSK, and 32PSK can also be carried out. At an embodiment of the invention, although the example of satellite transmission was shown, it cannot be overemphasized that ground transmission and a cable transmission are similarly realizable.

[0113](Embodiment of the invention 2) The embodiment of the invention 2 divides logically further the physical layered structure explained by the embodiment of the invention 1 by differentiation of error correction ability, etc., and adds a logical layered structure. In the case of the embodiment of the invention 1, each hierarchy channel differs in an electrical signal level, i.e., physical recovery capability. On the other hand, in the embodiment of the invention 2, the logical ability to regenerate, such as error correction ability, differs. Specifically, it is data in the hierarchy channel of D_1 Two, for example, D_{1-1} and D_{1-2} . It divides, Error correction ability, one, for example, D_{1-1} data, of this divided data, is heightened from D_{1-2} data, Since the after-error tone capability of the data of D_{1-1} and D_{1-2} differs from differentiating error correction ability at the time of recovery reproduction, When C/N-ary of a sending signal are made low, also in the signal level which cannot reproduce D_{1-2} , D_{1-1} is settled in the set-up error rate, and can reproduce the HARASHIN item. This can be called logical layered structure.

[0114]That is, the data of an abnormal-conditions hierarchy channel is divided, the logical layered structure by ***** is added to differentiating the size of the distance between numerals of error corrections, such as use of an error correcting code and a product code, and still finer hierarchy transmission is attained.

[0115]If this is used, two subchannels, D_{1-1} and D_{1-2} , and D_2 channel of D_1 channel will increase to two subchannels, D_{2-1} and D_{2-2} .

[0116]If this is explained using drawing 87 of C/N-ary of an input signal, and a hierarchy channel number, hierarchy channel D_{1-1} is renewable with the lowest input signal. If this CN value is set to d, although D_{1-1} is reproduced, D_{1-2} , D_{2-1} , and D_{2-2} will not be reproduced at the time of $CN=d$. Next, if it becomes more than $CN=C$, D_{1-2} will be reproduced further, D_{2-1} is added at the time of $CN=b$, and D_{2-2} is added when it is $CN=a$. Thus, the refreshable hierarchy's total increases as CN goes up. The refreshable hierarchy's total becomes fewer as CN will fall, if reverse is said. The transmission distance of drawing 86 and the figure of a refreshable CN value explain this. C/N-ary of an input signal fall as are generally shown in the drawing 86 solid line 861 and transmission distance becomes long. Distance from the transmission antenna of the point used as $CN=a$ explained by drawing 85 is set to L_a , and in $CN=b$, if it is set to L_c in L_b and $CN=C$, and is set to L_d in $CN=d$ and it is set to L_e in $CN=e$, it will carry out. From a transmission antenna, as drawing 85 explained the **** area from the distance of L_d , only D_{1-1} channel is renewable. The field 862 of a slash shows the ready-for-receiving ability range of this D_{1-1} . D_{1-1} channel is renewable in the largest field so that clearly from a figure.

D_{1-2} channel is renewable in the field 863 within the distance L_c from a transmission antenna similarly. In the range within the distance L_c , since the field 862 is also included, D_{1-1} channel is also renewable. Similarly, in the field 864, D_{2-1} channel can be reproduced and D_{2-2} channel becomes refreshable in the field 865. Thus, hierarchical transmission in which the transmission channel which is not with degradation of CN value decreases gradually can be performed. It is effective in transmission of the hierarchical type which decrease in number gradually of data volume being attained with degradation of C/N like an analog transmission by separating a data structure, making it a layered structure, and using hierarchy transmission of this invention. [0117]Next, concrete composition is described. Here, a physical hierarchy two-layer and logical-hierarchy two-layer embodiment of the invention is described. Drawing 87 is a block diagram of the transmitter 1. Since it is the same as the block diagram of the transmitter of drawing 2 fundamentally explained by the embodiment of the invention 1, detailed explanation is omitted, but it differs in that the error correction code encoder is added. This is abbreviated to an ECC encoder. The separation circuits 3 have four outputs, 1-1, 1-2, 2-1, and 2-2, and it separates into four signals, D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} , and D_{2-2} , and they output an input signal. Among these, D_{1-1} and D_{1-2} signal are inputted into 1st ECC encoder 871a, respectively, it is sent to main ECC encoder 872a and subECC encoder 873a, and coding of an error correction is made. [0118]Main ECC encoder 872a has error correction ability more powerful than subECC encoder 873a here. For this reason, as the graph of CN-hierarchy channel of drawing 85 explained, also in C/N-ary in which D_{1-1} channel is lower than D_{1-2} channel, D_{1-1} is renewable with below a standard error rate at the time of recovery reproduction. D_{1-1} has a logical layered structure stronger against the fall of C/N than D_{1-2} . D_{1-1} and D_{1-2} signal by which the error correction was carried out are compounded by D_1 signal by the composing device 874a, and are inputted into the modulator 4. On the other hand, while being 2nd ECC encoder 871b, it is respectively error-correcting-code-ized by the central encoder 872b and subECC encoder 873b, and D_{2-1} and D_{2-2} signal are compounded by D_2 signal by the composing device 874b, and are inputted by the modulator 4. Main ECC encoder 872b has error correction ability higher than subECC encoder 873b. In this case, from D_1 signal and D_2 signal, the modulator 4 makes a hierarchical modulating signal and is transmitted by the transmission section 5. The transmitter 1 of drawing 87 has a two-layer physical layered structure of D_1 by the abnormal conditions first explained by the embodiment of the invention 1, and D_2 as mentioned above. This explanation was already described. Next, D_{1-2} ** has a logical layered structure D_{2-1} and whose D_{2-2} are two-layer respectively as D_{1-1} by differentiation of - correcting capability. [0119]Next, the state of receiving this signal is explained. Drawing 88 is a block diagram of a receiver. The basic constitution of the 2nd receiver 33 that received the sending signal of the transmitter of drawing 87 is the almost same composition as the 2nd receiver 33 explained by drawing 21 of the embodiment of the invention 1. It differs in that ECC decoders 876a and 876b were added. In this case, although the example of a QAM strange recovery is shown, ASK or PSK, and a FSK strange recovery may be sufficient. [0120]Now, in drawing 88, the received signal is reproduced as D_1 and a D_2 signal by the demodulator 35, and with the eliminators 3a and 3b. Four signals of D_{1-1} , D_{1-2} and D_{2-1} , and D_{2-2} are built respectively, and it is inputted into 1st ECC decoders 876a and 2nd ECC decoders 876b. In 1st ECC decoders 876a, the error correction of the D_{1-1} signal is carried out by main ECC decoders 877a, and it is sent to the synchronizer 37. On the other hand, the error correction of the D_{1-2} signal is carried out by subECC decoders 878a, and it is sent to the synchronizer 37. Similarly, in 2nd ECC decoders 876b, in main ECC decoders 877b, in subECC decoders 878b, the error correction of the D_{2-2} signal is carried out, and D_{2-1} signal is inputted into the synchronizer 37. D_{1-1} by which the error correction was carried out, D_{1-2} , D_{2-1} , and D_{2-2} signal turn into one signal in the synchronizer 37, and are outputted from the outputting part 36. [0121]In this case, since error correction capability was higher than D_{2-2} D_{2-1} , as D_{1-2} twist explained D_{1-1} and it explained by drawing 85 by logical-hierarchy structure, a predetermined error rate is acquired also in the state where C/N-ary of an input signal are lower, and the HARASHIN item can be reproduced. [0122]How to differentiate error correction capability is concretely described between main ECC decoders

877a and 877b and subECC decoders 878a and 878b. When the coding mode of a standard distance between numerals like a Reed Solomon code or a BCH code is used for subECC decoders, It can distinguish between error correction capability by using a coding mode with a large distance between numerals of the error correction which used both product code and long coding mode of a Reed Solomon code and a Reed Solomon code for the main ECC decoders. In this way, a logical layered structure is realizable. Since various methods are known, the method of enlarging distance between numerals is omitted about others and a method. This invention can apply every method fundamentally.

[0123]A logical layered structure is explained here using the related figure of C/N of drawing 89, and the error rate after an error correction. In drawing 89, the straight line 881 shows C/N of D_{1-1} channel, and the relation of an error rate, and the straight line 882 shows the relation between C/N of D_{1-2} channel, and the error rate after correction.

[0124]As C/N-ary of an input signal become small, the error rate of the data after correction becomes larger. With below fixed C/N-ary, the error rate after an error correction is not settled below in the standard error rate E_{th} at the time of a system design, and original data is not reproduced normally. Now, when C/N is gradually raised in drawing 89 and C/N is below e as the straight line 881 of D_{1-1} signal shows, the recovery of D_1 channel cannot be performed. In $e \leq C/N < d$, the recovery of D_1 channel can be performed, but the error rate of D_{1-1} channel exceeds E_{th} , and cannot reproduce original data normally.

[0125]At the time of $C/N=d$, since D_{1-1} has error correction capability higher than D_{1-2} , the error rate after an error correction becomes below E_{th} as shown in 885 d of points, and can reproduce data. On the other hand, since it is not so high as D_{1-1} , and the error rate after correction is not so low as D_{1-1} and the error rate after correction exceeds E_2 and E_{th} , the error correction capability of D_{1-2} is unreproducible. Therefore, only D_{1-1} is renewable in this case.

[0126]Since the error rate after the error correction of D_{1-2} reaches E_{th} as shown in the point 885C when C/N improves and it becomes $C/N=C$, it becomes refreshable. At this time, the recovery of D_{2-1} and D_{2-2} , i.e., D_2 channel, is in an uncertain situation. In $C/N=b'$, D_2 channel can get over now certainly with improvement in C/N.

[0127]When C/N furthermore improves and it becomes $C/N=b$, as the error rate of D_{2-1} shows the point 885b, it decreases to E_{th} , and D_{2-1} can be reproduced. At this time, since it is larger than E_{th} , the error rate of D_{2-2} is unreproducible. As it becomes $C/N=a$ and is shown in the point 885a, the error rate of D_{2-2} decreases even to E_{th} , and D_{2-2} channel can be reproduced now.

[0128]Thus, by using differentiation of error correction capability, two-layer divides physical hierarchy D_1 and D_2 channel logical-hierarchy 2 further, and the effect that hierarchy transmission of a total of four layers can be performed is acquired.

[0129]In this case, it is effective in hierarchical transmission of data volume which decreases gradually being attained with degradation of C/N like an analog transmission by making a data structure into the layered structure which can reproduce a part of HARASHIN item, even if a high hierarchy's data is missing, and combining with hierarchy transmission of this invention. In [since especially image compression technology in recent years is progressing quickly, when image compression data is made into a layered structure and it combines with hierarchy transmission] between the same points, While transmitting a high-definition image far from an analog transmission, it is receivable in a large area, making image quality low according to a received signal level gradually like an analog transmission. Thus, it can obtain, maintaining the high definition according the effect of hierarchy transmission which was not in the conventional digital image transmission to digital one.

[0130](Embodiment of the invention 3) It explains, referring to drawings for the 3rd embodiment of the invention of this invention below.

[0131]Drawing 29 is the general drawing of the embodiment of the invention 3. The embodiment of the invention 3 is shown and the example which used the transmission equipment of this invention for the digital TV broadcast system the input image 402 of super-high resolution, It inputs into the input part 403 of the 1st

image encoder 401, and the separation circuits 404 separate into the 1st data row, the 2nd data row, and the 3rd data row, and it is compressed by the compression circuit 405, and is outputted.

[0132]Other input images 406,407,408 are respectively compressed by the 1st image encoder 401 and the 2nd image encoder 409,410,411 of the same composition, and are outputted.

[0133]Among 4 sets of these data, 4 sets of signals of the 1st data row are multiplexed in time [a TDM system etc.] with the 1st multiplex machine 413 of the multiplex machine 412, and are sent to the transmitter 1 as the 1st data row.

[0134]All of the signal groups of the 2nd data row or one copy is multiplexed with the multiplex machine 414, and is sent to the transmitter 1 as the 2nd data row. All of the signal groups of the 3rd data row or one copy is multiplexed with the multiplex machine 415, and is sent to the transmitter 1 as the 3rd data row.

[0135]In response to these, with the transmitter 1, the abnormal conditions which stated three data rows by the embodiment of the invention 1 with the modulator 4 are performed, and it sends to the satellite 10 according to the antenna 6 and the transmission line 7 by the transmission section 5, and is sent to three sorts of receivers of 1st receiver 23 grade with the translator 12.

[0136]In the 1st receiver 23, the transmission line 21 receives with the antenna 22 of the byway of radius r_1 , Only the 1st data row in an input signal is reproduced by the 1st data row regenerating section 232, the video outputs 425 and 426 of low resolutions, such as an NTSC signal or a wide NTSC signal, are reproduced by the 1st image decoder 421, and it is made to output.

[0137]In the 2nd receiver 33, the antenna 32 of the diameter of the inside of radius r_2 receives, reproduce by the 1st data row regenerating section 232 and the 2nd data row regenerating section 233, and the 1st data row and the 2nd data row by the 2nd image decoder 422. The video output 427 or the video outputs 425 and 426 of high resolution, such as a HDTV signal, are made to reproduce and output.

[0138]In the 3rd receiver 43, with the antenna 33 of the major diameter of radius r_3 , win popularity and by the 1st data row regenerating section 232, the 2nd data row regenerating section 233, and the 3rd data row regenerating section 234. The 1st data row, the 2nd data row, and the 3rd data row are reproduced, and the video outputs 428 of super-high resolution, such as a video theater and super-high resolution HDTV for movie theaters, are outputted. The video outputs 425, 426, and 427 can also be outputted. General digital TV broadcasting is outputted as the video outputs 426 of low resolving, such as NTSC, when it is broadcast from the digital transmitter 51 and the 1st receiver 23 receives.

[0139]***** and composition are stated to the block diagram of the 1st image encoder 401 of drawing 30 in detail below. The video signal of super-high resolution is inputted into the input part 403, and is sent to the separation circuits 404. A subband coding method separates into four signals in the separation circuits 404. With the level low pass filter 451 and the level highpass filters 452, such as QMF. Separate into a level low-pass ingredient and a level high-frequency component, and by the subsampling part 453,454. After each ingredient makes a sampling rate a half, a level low-pass ingredient with the vertical low pass filter 455 and the vertical highpass filter 456. respectively -- a level low-pass vertical low-pass signal -- carrying out abbreviated -- an $H_L V_L$ signal and a level low-pass vertical high band signal -- abbreviated is carried out and it separates into an $H_L V_H$ signal, and a sampling rate is dropped and it is sent to the compression zone 405 by the subsampling parts 457 and 458.

[0140]A level high-frequency component with the vertical low pass filter 459 and the vertical highpass filter 460. a level high region vertical low-pass signal -- carrying out abbreviated -- an $H_H V_L$ signal and a level high region vertical low-pass signal -- abbreviated is carried out, it separates into an $H_H L_H$ signal, a sampling rate is lowered by the subsampling part 461,462, and it is sent to the compression zone 405.

[0141]In the compression zone 405, optimal compression of DCT etc. is performed by the 1st compression zone 471, and an $H_L V_L$ signal is outputted as the 1st data row from the 1st outputting part 472.

[0142]An $H_L V_H$ signal is compressed by the 2nd compression zone 473, and is sent to the 2nd outputting part 464. An $H_H V_L$ signal is compressed by the 3rd compression zone 463, and is sent to the 2nd outputting part 464. An $H_H V_H$ signal is divided into a high resolution image sign ($H_H V_H1$) and a super-high resolution video signal ($H_H V_H2$) by the separation circuits 465, $H_H V_H1$ is sent to the 2nd outputting part 464, and $H_H V_H2$ is sent to the 3rd outputting part 468.

[0143]Next, the 1st image decoder 421 is explained using drawing 31. After the 1st image decoder 421 inputs into the input part 501, the output and the 1st data row, i.e., D_1 , from the 1st receiver 23, and solves scramble by the descrambling part 502, by the expanding part 503. changing a screen ratio by the screen ratio altering circuit 504 and the outputting part 505, after elongating to the above-mentioned $H_L V_L$ signal — the picture 506 of an NTSC signal, and an NTSC signal — the picture 507 of a stripe screen, and the picture 508 of the full screen of wide TV — or, The picture 509 of the side panel screen of wide TV is outputted. In this case, the type of two scanning lines, a non-interlace or an interlace, can be chosen. 1050 according [the case of NTSC] to 525 and double drawing also in a scanning line are obtained. When the general digital TV broadcasting of 4PSK from the digital transmitter 51 is received, by the 1st receiver 23 and the 1st image decoder 421, it can restore to a TV picture and can reproduce. Next, the 2nd image decoder is explained using the block diagram of the 2nd image decoder of drawing 32. First, D_1 signal from the 2nd receiver 33 is inputted from the 1st input part 521, and it is elongated by the 1st expanding part 522, and becomes a twice as many sampling rate as this by the oversampling part 523, and an $H_L V_L$ signal is reproduced by vertical low PASUIRUTA 524. Input D_2 signal from the 2nd input part 530, and the separation circuits 531 separate into three signals, and The 2nd expanding part 532 and the 3rd expanding part 533, the 3rd expanding part 534 — each extension — and it descrambles, becomes a twice as many sampling rate as this by the oversampling parts 535, 536, and 537, and is sent with the vertical high-pass filter 538, the vertical low pass filter 539, and the vertical highpass filter 540. An $H_L V_L$ signal and an $H_L V_H$ signal are added with the adding machine 525, turn into a level low-pass video signal with the oversampling part 541 and the level low pass filter 542, and are sent to the adding machine 543. An $H_H V_L$ signal and $H_H V_H$ 1 signal are added by the adding machine 526, It becomes a level high region video signal with the oversampling part 544 and the level high-pass filter 545, and becomes high resolution video-signal HD signals, such as HDTV, with the adding machine 543, and the generating pictures 547, such as HDTV, are outputted from the outputting part 546. An NTSC signal is also outputted by the case.

[0144]As for drawing 33, D_1 signal inputs the 1st input part 521 to D_2 signal from the 2nd input part 530 with the block diagram of the 3rd image decoder, and an HD signal is reproduced in the above-mentioned procedure by the high region picture decoder 527. D_3 signal is inputted from the 3rd input part 551, it is elongated, descrambled and compounded by the super high part picture decoder 552, and $H_H V_H$ 2 signal is reproduced. This signal is compounded by the HD signal and the composing device 553, it becomes a super-high resolution television signal and S-HD signal, and the super-high resolution video signal 555 is outputted from the outputting part 554.

[0145]Next, the concrete multiplexing method of the multiplex machine 401 touched by explanation of drawing 29 is described. Drawing 34 is a data array figure and The 1st data row, D_1 and the 2nd data row, It is drawn on D_2 and 3rd data row D_3 how the six NTSC channels L1, L2, L3, L4, L5, L6, the six HDTV channels M1-M6, and the six S-HDTV channels H1-H6 are arranged on a time-axis during the T. Drawing 34 arranges L1 to L6 by time multiplied by a TDM system etc. to D_1 signal during the T first. The $H_L V_L$ signal of the 1st channel is sent to the domain 601 of D_1 . Next, it is got blocked in the segment of time which is equivalent to the 1st channel in the domain 602 of D_2 signal difference information M1 as HDTV and NTSC of the 1st channel, and the above-mentioned $H_L V_H$ signal, an $H_H V_L$ signal, and $H_H V_H$ 1 signal are sent. $H_H V_H$ -2H1 explained by the super HDTV difference information H1 of the 1st channel, i.e., drawing 30, is sent to the domain 603 of D_3 signal.

[0146]The case where TV office of the 1st channel is chosen here is explained. As for the ordinary addressees who have a miniaturized antenna, the 1st receiver 23, and a system of the 1st image decoder 421 first, the television signal of NTSC of drawing 31 or wide NTSC is acquired. When the channel 1 is chosen, the specific addressee with a medium size antenna, the 2nd ***** machine 33, and the 2nd image decoder 422 Next, the 1st data row, The signal of the domain 601 of D_1 and the domain 602 of the 2nd data row and D_2 is compounded, and the HDTV signal of the same program content as the NTSC program of the channel 1 is acquired.

[0147]Some [, such as a large antenna, the 3rd receiver 43 that can carry out a multiple-value recovery, and a movie theater with the 3rd image decoder 423,] addressees compound the signal of the domain 601 of D_1 , the domain 602 of D_2 , and the domain 603 of D_3 . The hyperresolution HDTV signal of the image quality for movie theaters is acquired by the same program content as NTSC of the channel 1. Other channels from 2 to 3 are reproduced similarly.

[0148]Drawing 35 is the composition of another domain. The 1st channel of NTSC is arranged first L1. This L1 is in the position of the domain 601 of the 1st TIMEDOMAIN of D_1 signal, and the information S11 including the demodulation information explained by the descrambling information and the embodiment of the invention 1 between NTSC is contained in the head part. Next, the 1st channel of HDTV was divided into L1 and M1, and is contained. M1 is the difference information of HDTV and NTSC, and is contained in both the domain 602 of D_2 , and the domain 611. In this case, if the NTSC compression signal of 6Mbps is adopted and it accommodates in L1, the zone of M1 will be set to twice as many 12Mbps as this. if L1 and M1 are doubled -- the zone of 18Mbps -- the recovery from the 2nd receiver 33 and the 2nd image decoder 423 -- it is refreshable. On the other hand, a HDTV compression signal is realizable by the zone of about 15 Mbps(es) using the compression method proposed now. Therefore, HDTV and NTSC can be simultaneously broadcast by the channel 1 by arrangement of drawing 35. In this case, reproduction of HDTV cannot be performed by the channel 2. S21 is the descrambling information on HDTV. A super HDTV signal is divided and broadcast by L1, and M1 and H1. When NTSC is set as 6Mbps using the domain 603,612,613 of D_3 , the difference information of super HDTV can be sent a total of 36 Mbps, and if it compresses highly, it can also transmit the super HDTV signal of about 2000 scanning lines of the image quality for movie theaters.

[0149]The plot plan of drawing 36 shows the case where made six TIMEDOMAIN occupy by D_3 and a super HDTV signal is transmitted. When an NTSC compression signal is set as 6Mbps, 9 times as many 54Mbps can be transmitted. For this reason, higher-definition super HDTV can be transmitted.

[0150]The above is a case where one of the two of the horizontal or vertical plane of polarization of the electric wave of a sending signal is used. By using two vertical plane of polarization with it being level here, frequency utilization efficiency will be twice. It explains below.

[0151]Horizontal polarization signal D_{V1} of the 1st data row, vertical polarization signal D_{H1} , and the 2nd data row are the same, and drawing 49 shows the signal plot plan of D_{V2} , D_{H2} and D_{V3} of the 3rd data row, and D_{H3} . In this case, low-pass television signals, such as NTSC, are contained in vertical polarization signal D_{V1} of the 1st data row, and the high region television signal is contained in horizontal polarization signal D_{H1} of the 1st data row. Therefore, the 1st receiver 23 only with a vertically polarized wave antenna can reproduce low-pass signals, such as NTSC. The 1st receiver 23 that, on the other hand, has a polarization antenna of vertical and horizontal both directions can compound L_1 and M_1 signal, and can acquire a HDTV signal, for example. That is, when the 1st receiver 23 is used, there is a big effect that two method is compatible with the capability of an antenna since NTSC can reproduce NTSC and HDTV on the other hand.

[0152]By the case where drawing 50 is made into a TDMA system, the synchronizer 731 and the card section 741 are formed in the head part of each data burst 721. The synchronization information part 720 is formed in the head part of the frame. In this case, one channel is respectively assigned for each time-slot group. For example, NTSC of the completely same program of the 1st channel, HDTV, and super HDTV can be sent by the 1st time slot 750. Each time slots 750-750e are independently thoroughly. Therefore, when a specific broadcasting station broadcasts with a TDMA system using a specific time slot, it is effective in the ability to perform broadcast of NTSC, HDTV, and super HDTV independently with an other station. HDTV is renewable if it is both the polarization antenna about a NTSC signal in composition of that a receiver also has the 1st receiver 23 with a horizontally polarized wave antenna. If the 2nd receiver 33 is used, super HDTV of a low resolution is renewable. If the 3rd receiver 43 is used, a super HDTV signal is thoroughly renewable. The broadcasting system which has compatibility as mentioned above can be built. In this case, not the TDMA system of the letter of a burst but the time multiplied of a continuous ringing like drawing 49 is possible at arrangement like drawing 50. If signal arrangement as shown in drawing 51 is used, the HDTV signal of the degree of high solution is more renewable.

[0153]There is a prominent effect that the digital TV broadcasting which has the compatibility of three

signals, super-high resolution type HDTV, HDTV, and NTSC-TV, by the embodiment of the invention 3 as stated above becomes possible. When it transmits to especially a movie theater etc., there is a new effect that an image can be electronized.

[0154] Here, modification QAM by this invention is called SRQAM, and a concrete error rate is described.

[0155] First, the error rate of 16SRQAM is calculated. Drawing 99 is a vector diagram of the signal point of 16SRQAM. In the 1st quadrant, in the case of 16QAM, the intervals of 16 signal points each, such as the signal points 83a, 83b, 84a, 85, and 83a, are regular intervals, and are 2 delta altogether.

[0156] The signal point 83a of 16QAM is in the distance of delta from the I-axis of an axis of coordinates, and a Q-axis. If n is defined as a shift value when using 16SRQAM here, the signal point 83a will be shifted and will move the distance from an axis of coordinates to the signal point 83 of the position of ndelta. In this case, n is $0 < n < 3$. Other signal points 84a and 86a are shifted, and it moves to the position of the signal points 84 and 86. If the error rate of the 1st data row is set to Pe1 [0157]

[Equation 1]

$$\begin{aligned} Pe1-16 &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{n \delta}{\sqrt{2\sigma}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{3\delta}{\sqrt{2\sigma}} \right) \\ &= \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{n \sqrt{p}}{\sqrt{9+n^2}} \right) \end{aligned}$$

[0158] If the error rate of the 2nd data row is set to Pe2 [0159]

[Equation 2]

$$\begin{aligned} Pe2-16 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{3-n}{2} \delta}{\sqrt{2\sigma}} \right) \\ &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{3-n}{2} \delta}{2 \sqrt{9+n^2}} \sqrt{p} \right) \end{aligned}$$

[0160] It becomes. Next, the error rate of 36SRQAM or 32SRQAM is calculated. Drawing 100 is a signal vector figure of 36SRQAM. It is defined as the distance during a signal point of 36QAM being 2 delta in the 1st quadrant.

[0161] The signal point 83a of 36QAM is in the distance of delta from an axis of coordinates. If this signal point 83a is set to 36SRQAM, it will be shifted to the position of the signal point 83, and will serve as distance of ndelta from an axis of coordinates. Each signal point is shifted and turns into the signal points 83, 84, 85, 86, 97, 98, 99, 100, and 101. Consider that the grouping signal points 90 which consist of nine signal points are one signal point, and a modification 4PSK receiver receives, If an error rate when only 1st data row D_1 sets the error rate at the time of doing - reproduction of to Pe1, discriminates from nine signal points in the grouping signal points 90 respectively and reproduces 2nd data row D_2 is set to Pe2 [0162]

[Equation 3]

$$\begin{aligned} Pe1-32 &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\frac{n \delta}{\sqrt{2\sigma}} \right) \\ &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{6p}{5}} \times \frac{n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right) \\ Pe2-32 &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\frac{5-n}{4 \sqrt{22}} \frac{\delta}{p} \right) \\ &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3p}{40}} \times \frac{5-n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right) \end{aligned}$$

[0163] It becomes. In this case, C/N of Drawing 101 - an error rate figure show an example which calculated the relation between the error rate Pe and C/N of a transmission system. The curve 900 shows the error rate of 32QAM of a conventional system for comparison. The straight line 905 shows the straight line whose error

rate is the 10^{-1.5}th power. The error rate of 1st hierarchy D_1 at the time of setting shift amount n of SRQAM of this invention to 1.5 serves as the curve 901a. It is effective in the ability of an error rate to reproduce D_1 with an equivalent error rate even if C/N-ary falls by 5 dB to 32QAM of the curve 900 in 10^{-1.5}.

[0164]Next, the error rate of 2nd hierarchy D_2 in $n=1.5$ is shown by the curve 902a. Unless an error rate raises C/N of 2.5 dB in 10^{-1.5} compared with 32QAM shown in the curve 900, it is unreproducible with an equivalent error rate. The curve 901b and the curve 902b show D_1 in $n=2.0$, and D_2 . The curve 902c shows D_2 comparing with 32QAM in the value whose error rate is the 10^{-1.5}th power at the time of $22n=1.5$, and 2.0 and 2.5, if this is summarized — each D_1 — five — 8 or 10 dB improves and D_2 of 2.5 dB deteriorates.

[0165]When changing shift amount n in 32SRQAM, the related figure of shift amount n of Drawing 103 and C/N shows C/N-ary of 1st data row D_1 required to obtain a predetermined error rate and 2nd data row D_2 . If n is 0.8 or more so that clearly when Drawing 103 is seen, it turns out that the difference of C/N-ary required for hierarchy transmission, i.e., transmission of 1st data row D_1 and 2nd data row D_2 , is born, and the effect of this invention arises. Therefore, in 32SRQAM, it is effective under the conditions of $n>0.85$. The error rate in 16SRQAM becomes as it is shown in the related figure of C/N of Drawing 102, and an error rate. In Drawing 102, the curve 900 shows the error rate of 16QAM. The curves 901a, 901b, and 901c show $n=1.2$ of 1st data row D_1 , and the error rate in 1.5 and 1.8 respectively. The curves 902a, 902b, and 902c show $n=1.2$ of 2nd data row D_2 , and the error rate in 1.5 and 1.8 respectively.

[0166]The related figure of shift amount n of Drawing 104 and C/N shows the value of C/N of 1st data row D_1 required to obtain a specific error rate and 2nd data row D_2 , when changing shift amount n in 16SRQAM. If it is $n>0.9$ in 16SRQAM so that clearly from Drawing 104, it turns out that hierarchy transmission of this invention is attained. As mentioned above, hierarchy transmission is materialized if it is $n>0.9$.

[0167]An example at the time of applying SRQAM of this invention to the terrestrial broadcasting of digital TV concretely here is shown. Drawing 105 shows the related figure of the distance of the transmission antenna at the time of terrestrial broadcasting, and a receiving antenna, and a signal level. The curve 911 shows the signal level of a receiving antenna in case the height of a transmission antenna is 1250 ft. First, the demand error rate of the transmission system demanded in the digital-TV-broadcasting method with which the present examination is advanced is assumed to be the 10^{-1.5}th power. The field 912 shows a noise level and the point 910 shows the receiving critical point of 32QAM method of a conventional system at the point set to C/N=15dB. At the point of this L=60mile, digital HDTV broadcast is receivable.

[0168]However, C/N is changed by a width of 5 dB in time according to aggravation of receiving conditions, such as the weather. If C/N falls in a receiving condition only with C/N near a threshold, reception of HDTV has rapidly a problem which becomes impossible. The influence of geographical feature or a building counts upon change of about at least 10 dB, and it cannot receive at all the points in the radius of 60mile. In this case, unlike an analog, in a digital case, an image cannot be transmitted thoroughly. Therefore, the service area of the conventional digital-TV-broadcasting method was uncertain.

[0169]On the other hand, in 32SRQAM of this invention, it becomes a hierarchy of three layers by composition of Drawing 133 and Drawing 137 as mentioned above. the — the low resolution NTSC signal of an MPEG level can be sent by 1-1 hierarchy D_{1-1} , the inside resolution TV ingredient of NTSC etc. can be sent by 1 to 2nd hierarchy D_{1-2} , and the high-frequency component of HDTV can be sent by 2nd hierarchy D_2 . For example, in Drawing 105, the one to 2nd hierarchies' service area is expanded to 70mile point like the point 910a, and the 2nd hierarchy retreats to 55mile point like 910b. The service area figure of 32SRQAM of Drawing 106 shows the difference in the area of the service area in this case. Drawing 106 performs computer simulation and calculates the service area figure of drawing 53 more concretely. In Drawing 106, respectively the fields 708, 703c, 703a, 703b, and 712 The service area of 32QAM of a conventional system, The service area of 1 to 1st hierarchy D_{1-1} , the service area of 1 to 2nd hierarchy D_{1-2} , the service area of 2nd hierarchy D_2 , and the service area of a contiguity analog office are shown. Among these, the data of the service area of 32QAM of a conventional system uses the data currently indicated conventionally.

[0170]In the broadcasting format of 32QAM of a conventional system, a 60-mile service area can be set up

on a title. However, the receive state was [/ near the receiving marginal place] very unstable by the conditioned change of the weather or geographical feature in practice.

[0171]However, 36SRQAM of this invention is used and it is an NTSC grade at 1 to 2nd hierarchy D_{1-2} about the low-pass TV ingredient of MPEG1 grade in 1 to 1st hierarchy D_{1-1} . A mid-range TV ingredient is transmitted, By transmitting the high region TV ingredient of HDTV by 2nd hierarchy D_2 , Although the radius of the service area of HDTV of a high resolution grade contracts by 5 miles as shown in Drawing 106, the radius of the service area of EDTV of an inside resolution grade is expanded by 10 miles or more, and the effect of expanding the service area of LDTV of a low resolution by 18 miles is born. Drawing 107 shows the shift factor n or the service area in $s=1.8$, and Drawing 135 shows the service area of Drawing 107 in area.

[0172]By applying the SRQAM method of this invention by this also in the non-receipt area where the receiving condition existed in eyes in the bad area by the conventional system most, The transmission which can receive TV broadcast in inside resolution or low resolution grades with the receiver of ***** in the service area set up at least is attained. Therefore, in the usual QAM, by using this invention in the building by which it is generated, or the non-receipt field of ** or lowlands and an area which receives the disturbance from a contiguity analog office, this non-receipt area decreases in number sharply, and can increase the substantial number of addressees in connection with this.

[0173]Since only the addressee who has an expensive HDTV receiver and receiving set by the conventional digital-TV-broadcasting method in the second received broadcast, in the service area, he has viewed and listened only to some addressees. However, in this invention, when an addressee with the television receiver of the conventional type of conventional NTSC and PAL, or an SECAM system also extends only a digital receiver, although it is an NTSC grade or a LDTV grade, it is effective in becoming ability ready for receiving in the program of digital HDTV broadcast. For this reason, the addressee can view and listen to a program by fewer economic burdens. Since the total number of addressees increases simultaneously and the TV sending person side can obtain more viewers, the social effect that the management as a TV enterprise is stabilized more is born.

[0174]In the case of $n=2.5$, the area of the receiving area of an inside low resolution grade is expanded as compared with a conventional system 36% to the third. Addressees increase in number according to expansion. The part TV entrepreneur's business income increases by expansion of a service area, and the increase in the number of addressees. It is expectable that the business risk of digital broadcasting decreases by this, and the spread of digital TV broadcasting is rash.

[0175]Now, n or an effect with the same said of the case of $s=1.8$ is acquired so that it may see to the service area figure of 32SRQAM of Drawing 107. By changing shift value n , it is each **. A ** office changes n according to regional conditions and situations, such as a distributed situation of a HDTV receiving set and a NTSC TV receiving set, By setting the service areas 703a and 703b of D_1 of SRQAM, and D_2 as the optimal conditions, the addressee can get the number of addressees maximum in a broadcasting station for the greatest satisfaction.

[0176]In this case, the above effects are acquired at the time of $n>1.0$. Therefore, in 32SRQAM, n is set to $1<n<5$. In 16SRQAM, n is similarly set to $1<n<3$.

[0177]In this case, in drawing 99 and the SRQAM method which makes it shift like drawing 100 and obtains the 1st and the 2nd hierarchy, if n is 1.0 or more in 16SRQAM, 32SRQAM, and 64SRQAM, the effect of this invention will be acquired in terrestrial broadcasting. In an embodiment of the invention, although the case where a video signal was transmitted was explained, if an audio signal is divided into a high-pass area part, a high-resolution part and a low-pass area part, or a low resolution part and it transmits, respectively, using the transmission system of this invention as the 2nd data row and the 1st data row, the same effect will be acquired. When it uses for PCM broadcasting, radio, and a cellular phone, it is effective in a service area spreading.

[0178]As the embodiment of the invention 3 shows to Drawing 133, the subchannel by TDM is provided combining a time-sharing multiplex (TDM) method, By differentiating the code gain of the error correction of two subchannels, as shown in ECC Encoder743a and ECC Encoder743b, it can distinguish between the threshold of each subchannel and the subchannel of hierarchical transmission can be increased. In this case, as shown in Drawing 137, Code gains of Trellis Encoder of two subchannels may be changed. Since it is the same as explanation of Drawing 131 of the embodiment of the invention 6 mentioned later, detailed

explanation is omitted. The case where the difference of CodingGain of 5 dB is given in between in the simulation of Drawing 106 with 1 to 1st subchannels D_{1-1} and 1 to 2nd subchannels D_{1-2} is shown. SRQAM applies the signal point code division multiplex (Constellation-Code Division Multiplex) of this invention called "C-CDM" to rectangle-QAM. C-CDM is the multiplex system which became independent of TDM or FDM. By dividing the signal point code corresponding to a code, it is a method which obtains a subchannel. The extendibility of the transmission capacity which is not in TDM or FDM is obtained by increasing the number of these signal points. This is realized maintaining a conventional machine machine and nearly perfect compatibility. Thus, C-CDM has the outstanding effect.

[0179]Now, although the embodiment of the invention which combined C-CDM and TDM was used, even if it combines with frequency-division multiplex (FDM), the relaxation effect of the same threshold is born. For example, when it uses for TV broadcast, it comes to be shown in the frequency distribution figure of the television signal of Drawing 108. The conventional analog broadcasting, for example, the signal of NTSC system, is carrying out frequency distribution like the spectrum 725. The biggest signal is the career 722 of an image. Neither the career 723 in color nor the audio career 724 is so large. In order to avoid a mutual interference, there is the method of dividing the signal of digital broadcasting into two frequency by FDM. In this case, interference is mitigable by dividing into the 1st career 726 and the 2nd career 727, and sending the 1st signal 720 and the 2nd signal 721 respectively so that the career 722 of an image may be avoided, as shown in a figure. Hierarchical broadcast by FDM is realized by transmitting a low resolution television signal with a big output with the 1st signal 720, and transmitting a high resolution signal with a small output with the 2nd signal 721, avoiding disturbance.

[0180]Here shows the figure at the time of using the conventional method 32QAM to Drawing 134. Since the direction of the subchannel A has the large output, the threshold of Threshold1 may be small 4-5 dB compared with threshold Theshold2 of the subchannel B. Therefore, two-layer hierarchical broadcast with the difference of a 4-5-dB threshold is realized. It becomes impossible however, for all of the signals shown with the slash of the 2nd signal 721a that will occupy the large width of the amount of information if the level of an input signal is set to two or less Theshold in this case to completely receive, It becomes impossible to receive only the 1st signal 720a with little amount of information, and the 2nd hierarchy can receive only the bad remarkable picture of image quality.

[0181]However, when this invention is used, as shown in Drawing 108, subchannel 1ofA is first added to the 1st signal 720 using 32SRQAM obtained by C-CDM. The ingredient of a low resolution is further put on subchannel 1ofA with this low threshold. The 2nd signal 721 is set to 32SRQAM, and the threshold of subchannel 1ofB is doubled with threshold Thershold2 of the 1st signal. Even if a signal level falls in Threshold-2, it becomes impossible then, to receive. A field serves as only the 2nd signal section 721a shown with a slash, and since subchannel 1ofB and the subchannel A are receivable, transmission quantity seldom becomes less. Therefore, it is effective in the ability of the good picture of image quality to receive also in the signal level of Th-2 also in the 2nd hierarchy.

[0182]By usually transmitting the ingredient of resolution to one subchannel, the number of hierarchies increases further and the effect that the service area of a low resolution spreads is also born. When ***** puts information with important synchronization information, header of each data, etc. into a subchannel with this low threshold, this important information becomes receivable [stable since it was certainly receivable]. If the same technique is used for the 2nd signal 721, the hierarchies of a service area will increase in number. When there are 1050 scanning lines of HDTV, in addition to 525, 775 service areas are added by C-CDM.

[0183]Thus, if FDM and C-CDM are combined, the effect that a service area is expanded will be born. In this case, although two subchannels were provided by FDM, it may divide into three frequency, and three subchannels may be provided.

[0184]Next, how to avoid disturbance combining TDM and C-CDM is described. As shown in Drawing 109, there are the horizontal flyback part 732 and the video-signal part 731 in an analog TV signal. It uses that they are not outputted to a screen even if it receives disturbance that the signal level of the horizontal flyback part 732 is low, and during this period. Together with an analog TV signal, data important for the horizontal flyback slot synchronizations 733 and 733a of the period of the horizontal flyback part 732, for example, a synchronized signal etc., can be sent for the synchronization of a digital TV signal, or many data can be sent with a high output. It is effective in the ability to raise [by this, can increase data volume without

increasing disturbance, or] an output. The same effect is acquired, even if it is made to synchronize with the period of the vertical-retrace-line parts 735 and 735a and forms the vertical-retrace-line slot synchronizations 737 and 737a.

[0185] Drawing 110 is a principle figure of C-CDM. ** and Drawing 111 show the code quota figure of C-CDM of the extended version of 16QAM, and Drawing 112 shows the code quota figure of 32QAM extended version. As shown in Drawings 110 and 111, 256QAM is divided into the 1st, 2 and 3, 4 layer 740a, and four layers (740b, 740c, and 740d), and has a segment (4, 16, 64, and 256piece) respectively. The signal point code word 742d of the 740-d 4th layer 256QAM is "11111111". [8-bit] This is divided into every the 2-bit four code words 741a, 741b, 741c, and 741d, and "11", "11", "11", and "11" are respectively assigned to each 1st [the], 2 and 3, 4 layer 740a, and the signal point fields (740b, 740c, and 740d) 742a, 742b, 742c, and 742d. In this way, the every 2 bits subchannel 1, i.e., a subchannel, the subchannel 2, the subchannel 3, and the subchannel 4 are made. This is called signal point code division multiplex. Drawing 111 shows the concrete code arrangement of the extended version of 16QAM, and Drawing 112 shows the extended version of 36QAM. A C-CDM multiplex system becomes independent. Therefore, by combining with conventional frequency-division multiplex (FDM) and time-sharing multiplex mode (TDM), it is effective in the ability to increase a subchannel further. In this way, a new multiplex system is realizable with a C-CDM method. Although C-CDM was explained using Rectangle-QAM, it considers that QAM of other modulation methods with a signal point, for example, other forms, PSK, ASK, and a frequency domain are signal points, and FSK can multiplex similarly.

[0186] For example, the error rate of the subchannel 1 of above-mentioned 8 PS-APSK [0187]
[Equation 4]

$$Pe_{1-8} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\delta}{\sqrt{2} \sigma} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{(S_1+1)\delta}{\sqrt{2} \sigma} \right)$$

[0188] Pe_{2-8} of the subchannel 2 [0189]

[Equation 5]

$$Pe_{2-8} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{S_1 \delta}{2\sigma} \right)$$

[0190] The error rate of the subchannel 1 of 16-PS-APSK (PS type) [0191]

[Equation 6]

$$Pe_{1-16} = \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{\delta}{\sqrt{2} \sigma} \right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{(S_2+1)\delta}{\sqrt{2} \sigma} \right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{(S_1+1)\delta}{\sqrt{2} \sigma} \right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{(S_1+S_2+1)\delta}{\sqrt{2} \sigma} \right)$$

[0192] The error rate of the subchannel 2 [0193]

[Equation 7]

$$Pe_{2-16} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{S_1 \delta}{2\sigma} \right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{(S_1-S_2)\delta}{2\sigma} \right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{(S_1+S_2)\delta}{2\sigma} \right)$$

[0194] The error rate of the subchannel 3 [0195]

[Equation 8]

$$Pe_{3-16} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{S_2 \delta}{2\sigma} \right)$$

[0196] It can come out and express.

(Embodiment of the invention 4) the 4th 1 of following this invention -- it explains, referring to drawings for an embodiment of the invention.

[0197] Drawing 37 is a system chart of the whole embodiment of the invention 4. The embodiment of the invention 4 is what used for terrestrial broadcasting the transmission equipment explained by the embodiment of the invention 3, and are the almost same composition and operation. The differences from drawing 29 explained by the embodiment of the invention 3 are only the point that the antenna 6a for transmission is an antenna for ground transmission, and the point that each antennas 21a, 31a, and 41a of each receiver are the antennas for ground transmission. The explanation which **** since other operations are completely the same is omitted. Unlike satellite broadcasting, in the case of terrestrial broadcasting, it becomes important [the distance of the transmission antenna 6a and a receiver]. An attainment electric wave becomes weak, by

the signal which only carried out multiple-value QAM abnormal conditions with the conventional transmitter, it cannot get over at all, and the receiver in a long distance cannot view and listen to a program.

[0198]However, when the transmission equipment of this invention is used, since the 1st receiver 23 that has the antenna 22a in a long distance like drawing 37 receives a modification 64QMA modulating signal or a modification 16QAM modulating signal, and restores to it in 4PSK mode and D1 signal of the 1st data row is reproduced, the television signal of NTSC is acquired. Therefore, even if an electric wave is weak, it can view and listen to TV program in inside resolution.

[0199]Next, in the 2nd receiver 33 that has the antenna 32a in middle distance, since the attainment electric wave is strong enough, the 2nd data row and the 1st data row can be recovered from the modification 16 or a 64QAM signal, and a HDTV signal is acquired. Therefore, it can view and listen to the same TV program by HDTV.

[0200]Since an electric wave is sufficient intensity for the recovery of a modification 64QAM signal, the 3rd receiver 43 that exists at a short distance or, on the other hand, has the antenna 42a of very high sensitivity restores to the 1st, 2, and 3 data row D1, D2, and D3, and a super-high resolution HDTV signal is acquired. It can view and listen to the same TV program by super HDTV of the same image quality as a large-sized movie.

[0201]By reading and replacing time multiplied arrangement with frequency arrangement using the figure of drawing 34, drawing 35, and drawing 36 can explain the configuration method of the frequency in this case. frequency divides to one to six channels like drawing 34, and a quota ***** case L1 of NTSC to D1 signal at the 1st channel. NTSC, HDTV, and hyperresolution HDTV can be transmitted by the same channel by arranging the difference information of HDTV to M1 [of D2 signal] of the 1st channel, and arranging the difference information of super-high resolution HDTV to H1 [of D3 signal] of the 1st channel. If using D2 signal of other channels and D3 signal like drawing 35 and drawing 36 is permitted, higher-definition HDTV and super-high resolution HDTV can be broadcast.

[0202]It is effective in the ability to broadcast three digital TV terrestrial broadcasting which has compatibility mutually as mentioned above using D2 of one channel or other channels, and D3 signal area. If it is inside resolution about TV program of the same contents by the same channel in the case of this invention, it is effective in being receivable in a wide range area.

[0203]HDTV broadcast of the 6-MHz zone using 16QAM as digital terrestrial broadcasting, etc. are proposed. However, since these methods do not have compatibility with NTSC, adoption of the simulcast method which transmits the same program by another channel of NTSC is the requisite. In the case of 16QAM, it is expected that the service area which can be transmitted becomes narrow. It not only becomes unnecessary to form a channel independently by using this invention for terrestrial broadcasting, but since it can view and listen to a program in inside resolution also with a long-distance receiver, it is effective in a broadcasting service area being large.

[0204]Drawing 52 is what shows the reception interference field figure at the time of the digital terrestrial broadcasting of HDTV of the method by which the conventional proposal is made, The ready-for-receiving ability field 712 of the analog broadcasting office 711 contiguous to the ready-for-receiving ability field 702 which can receive HDTV from the digital broadcasting station 701 of HDTV using the method by which the conventional proposal is made is shown. It is stabilized and it becomes impossible for jamming of the analog broadcasting office 711 to receive HDTV at least in the overlapping part 713 with which both overlap.

[0205]Next, drawing 53 shows the reception interference field figure at the time of using the broadcasting format of the hierarchical type by this invention. In the case of the same transmission power as a conventional system, since electric power utilization efficiency is low, this invention becomes narrow a little from the ready-for-receiving ability field 702 of the conventional system above-mentioned [the high resolution ready-for-receiving ability field 703 of HDTV]. However, the low resolution ready-for-receiving ability fields 704, such as digital NTSC of the range wider than the ready-for-receiving ability field 702 of a conventional system, exist. It comprises the above two fields. Jamming to the analog broadcasting office 711 from the digital broadcasting station 701 in this case is the conventional system and the level which were shown by drawing 52.

[0206]In this case, in the disturbance to the digital broadcasting station 701 from the analog broadcasting office 711, three fields exist in this invention. One is the 1st disturbance field 705 which neither HDTV nor NTSC can receive. A single slash shows the 2nd in the 2nd disturbance field 706 receivable like NTSC of what receives disturbance disturbance-before. Since NTSC is using here the 1st data row that can receive

even if C/N is low, even if C/N falls by jamming of the analog office 711, the area of influence of disturbance is narrow.

[0207]Although the 3rd had received HDTV before disturbance, a double slash shows after disturbance in the 3rd disturbance field 707 which only NTSC can receive.

[0208]Although the receiving area of HDTV before disturbance becomes narrow a little from a conventional system as mentioned above, a reception range including NTSC becomes large. Furthermore, HDTV serves as ability ready for receiving in the same program as HDTV at NTSC also in the field which was not able to be received according to disturbance by a conventional system according to the disturbance from the analog broadcasting office 711. In this way, it is effective in the non-receipt field of a program reducing sharply. In this case, the ready-for-receiving ability field of HDTV becomes equivalent to a conventional system by increasing the transmission power of a broadcasting station a little. In the distant place area which was not furthermore able to view and listen to a program at all by a conventional system, and a duplication area with an analog office, a program is receivable in the grace of NTSC TV.

[0209]Although the example using two hierarchies' transmission system was shown, as shown in the time plot plan of drawing 78, three hierarchies' transmission system can also be used. Divide HDTV into the picture of three levels, HDTV, NTSC, and low resolution NTSC, and by transmitting, The ready-for-receiving ability field of drawing 53 spreads in three layers from two-layer, and while the outermost layer serves as a large field, by 2 hierarchy transmission, a program serves as ability ready for receiving in the grace of the low resolution NTSC TV in the 1st disturbance field 705 which was completely receive-not-ready ability. As for the above, the digital broadcasting station showed the example which does disturbance to analog broadcasting.

[0210]Next, the embodiment of the invention in the basis of the regulation condition that digital broadcasting does not do disturbance to analog broadcasting is shown. The same channel is adjacently used for the method using the unassigned channel examined in the U.S. etc. now. For this reason, the digital broadcasting broadcast later must not do disturbance to the existing analog broadcasting. Therefore, it is necessary to lower from the case where the transmission level of digital broadcasting is transmitted on condition of drawing 53. In this case, in the case of 16QAM of a conventional system, or 4 ASK modulation, since the non-receipt field 713 shown with the double slash is large as shown in the disturbance constitutional diagram of drawing 54, the ready-for-receiving ability field 708 of HDTV will become small sharply. A service area becomes narrow, and since the part addressee decreases in number, sponsors decrease in number. Therefore, it is expected in the conventional system that a broadcasting industry is not materialized easily economically.

[0211]Next, the case where the broadcasting format of this invention is used is shown in drawing 55. The high resolution ready-for-receiving ability field 703 of HDTV becomes narrow a little from the ready-for-receiving ability field 708 of a conventional system. However, the low resolution ready-for-receiving ability fields 704, such as NTSC of the range wider than a conventional system, are obtained. Although the portion shown with a single slash cannot receive an identical program on a HDTV level, it shows a field receivable on an NTSC level. Among these, in the 1st disturbance field 705, the disturbance from the analog broadcasting office 711 is received, and both HDTV and NTSC are unreceivable.

[0212]While the ready-for-receiving ability area of HDTV grace becomes narrow a little by hierarchical broadcast of this invention in the case of the radio field intensity same as mentioned above, the areas which can receive an identical program in the grace of NTSC TV increase in number. For this reason, it is effective in the service areas of a broadcasting station increasing in number. It is effective in the ability to provide more addressees with a program. It can be stabilized more economically and the broadcasting industry of HDTV/NTSC TV can be formed. In the stage whose ratio of the digital broadcasting receiver increased in the future, since it is eased, the disturbance rule to analog broadcasting can strengthen radio field intensity. The service area of HDTV can be enlarged at this time. In this case, the ready-for-receiving ability area of digital HDTV INTSC and the ready-for-receiving ability area of digital NTSC which were shown by drawing 55 can be adjusted by adjusting the interval of the signal point of the 1st data row and the 2nd data row. In this case, as mentioned above, by transmitting the information on this interval, it is stabilized more in the 1st data row, and reception can be done for it.

[0213]Drawing 56 shows the disturbance situation map at the time of changing to digital broadcasting in the future. In this case, unlike drawing 52, an adjacent station turns into the digital broadcasting station 701a which performs digital broadcasting. Since transmission power can be increased, the high resolution ready-for-receiving ability fields 703, such as HDTV, are expandable to the ready-for-receiving ability field 702 equivalent to analog TV broadcast.

[0214]And since disturbance is mutually received in the competition field 714 of both ready-for-receiving ability fields, with the usual directive antenna, a program is unreproducible in the grace of HDTV, but the program of the digital broadcasting station which exists in the directive direction of a receiving antenna is receivable in the grace of NTSC-TV. When a directive, very high antenna is used, the program of the broadcasting station which exists in the directive direction of an antenna can be received in the grace of HDTV. The low resolution ready-for-receiving ability field 704 becomes larger than the ready-for-receiving ability field 702 of the standard of analog TV broadcast, and the program of the broadcasting station which exists in the directive direction of an antenna can reproduce it in the grace of NTSC-TV in the competition fields 715 and 716 of the low resolution ready-for-receiving ability field 704a of an adjoining broadcasting station.

[0215]Now, in the formal spread stage of the digital broadcasting of quite the future, it is eased further and the HDTV broadcast of a large service area of a regulation condition is attained by hierarchical broadcast of this invention. Since a program is receivable in the grace of NTSC-TV also in the distant place area and competition area which were receive-not-ready ability in a conventional system while securing the HDTV reception range of the wide range of Itaru more for adopting the hierarchical broadcasting format of this invention as a conventional system and Hitoshi at this time, It is effective in the lacking part of a service area decreasing sharply.

[0216](Embodiment of the invention 5) Drawing 57 which is an embodiment of the invention at the time of using this invention for amplitude abnormal conditions, i.e., an ASK system, shows the ASK signal signal-point-arrangement figure of four values of the embodiment of the invention 5, and the embodiment of the invention 5 has the four signal points 721, 722, 723, and 724. In the case of four values, 2-bit data can be sent one cycle. The signal points 721, 722, 723, and 724 can be made to correspond to 00, 01, 10, and 11.

[0217]In order to perform hierarchical transmission by this invention, as shown in drawing 58, the signal points 721 and 722 are treated as the one group 725, i.e., the 1st grouping signal points, and the signal points 723 and 724 are defined as another group and the 2nd grouping signal points 726. And the interval between two grouping signal points is made larger than the interval of a signal point at equal intervals. That is, when the interval of the signal points 721 and 722 is set to L , the same L may be sufficient as the interval of the signal points 723 and 724, but interval L_0 of the signal point 722 and the signal point 723 is set up more greatly than L .

[0218]Jam It sets to $L_0 > L$. This is the feature of the hierarchical transmission systems of this invention.

However, depending on the design of a system, it may become $L=L_0$ temporarily or everlastingly by conditions or setting out.

[0219]And the 1-bit data of 1st data row D_1 can be made to correspond to two grouping signal points like drawing 59 (a). For example, if the 1st grouping signal points 725 are defined as 0 and the 2nd grouping signal points 726 are defined as 1, the 1-bit signal of the 1st data row can be defined. Next, the 1-bit signal of 2nd data row D_2 is made to correspond to two grouping signal points in each signal group. For example, the signal points 721 and 723 are set to $D_2=0$ like drawing 59 (b), and if the signal points 722 and 724 are set to $D_2=1$, the data of 2nd data row D_2 can be defined. Also in this case, it becomes 2 bits / symbol.

[0220]Thus, by arranging a signal point, hierarchical transmission of this invention is attained with an ASK system. When the signal to noise ratio of hierarchical transmission systems, i.e., C/N-ary, is high enough, there are not the conventional regular-intervals signal point method and a change. However, when C/N-ary is low, it becomes impossible to reproduce 2nd data row D_2 by using this invention also on the conditions which cannot reproduce data at all in a conventional system, but 1st data row D_1 is renewable. When this is explained, the state where C/N worsened can be shown like drawing 60. That is, a noise, transmission distortion, etc. distribute the signal point reproduced with the receiver in the shape of Gaussian distribution in the wide range of distributed signal point field 721a722a, and 723a and 724a. In such a case, distinction of the signal point 721, the signal point 722 and the signal point 723, and the signal point 724 becomes difficult. That is, the error rate of 2nd data row D_2 becomes very high. However, the distinction with the group of the signal point 721,722 and the group of the signal point 723,724 is easy so that clearly from a figure. That is, distinction with the 1st grouping signal points 725 and the 2nd grouping signal points 726 can be performed.

For this reason, 1st data row D_1 can be reproduced with a low error rate.

[0221] In this way, two hierarchies' data row D_1 and D_2 can be transmitted and received. Therefore, in the good state and the area of C/N of transmission systems, it is effective in the ability to perform hierarchical transmission by which only 1st data row D_1 is reproduced in the state and the area of 1st data row D_1 and 2nd row D_2 where both of C/N are bad.

[0222] As for drawing 61, the input part 742 is constituted from the 1st data row input part 743 and the 2nd data row input part 744 by the block diagram of the transmitter 741. In the multiplier 746, amplitude abnormal conditions are carried out by the input signal which packed the signal from the input part 742 by the treating part 745, and the subcarrier from the subcarrier generator 64 is further band-limited by the filter 747, serves as ASK signals, such as a VSB signal, and is outputted from the outputting part 748.

[0223] The output wave after passing a filter here is described. Drawing 62 (a) is a frequency distribution figure of an ASK modulation signal. As shown in a figure, a side band is on the both sides of a carrier. It leaves a little carrier component for this signal like the sending signal 749 of band pass filter drawing 62 (b) of the filter 747, and the side band of one side is removed. Although this is called VSB signal, since it can transmit in the frequency band of about $f_0 / 2$ if f_0 is made into a modulation frequency band, it is known that frequency utilization efficiency is good. Although the ASK signals of drawing 60 are 2 bits / symbol originally, if a VSB system is used, they can transmit the amount of information which is equivalent to 4 bits / symbol of 16QAM in the same frequency band.

[0224] Next, in the receiver 751 shown with the block diagram of drawing 63, through the input part 752, it is mixed with the signal from the variable oscillator 754 changed by channel selection in the mixer 753, and the signal received with the terrestrial antenna 32a is changed into a low intermediate frequency. Next, electricity is detected in the wave detector 755, it becomes a baseband signal by LPF756, 1st data row D_1 and 2nd data row D_2 are reproduced with the identification reproduction machine 757, and it is outputted from the 1st data row outputting part 758 and the 2nd data row outputting part 759.

[0225] Next, the case where a television signal is sent using this transmitter and receiver is explained. Drawing 64 is a block diagram of the video-signal transmitter 774. Input high resolution television signals, such as a HDTV signal, into the input part 403 of the 1st image encoder 401, and by the separation circuits 404 of images, such as a subband filter. It separates into a high region television signal and low-pass television signals, such as $H_L V_L$ and $H_L V_H$ and $H_H V_L$ and $H_H V_H$. Since the embodiment of the invention 3 explained these contents using drawing 30, detailed explanation is omitted. The separated television signal is coded in the compression zone 405 using the technique of DPCMDCT variable length coding etc. used by MPEG etc. A motion compensation is processed in the input part 403. Four compressed image data becomes 1st data row D_1 and two data rows of 2nd data row D_2 by the composing device 771. In this case, an $H_L V_L$ signal, i.e., a low-pass picture signal, is included in the 1st data row. It is inputted into the 1st data row input part 743 and the 2nd data row input part 744 of 741 of a transmitter, amplitude abnormal conditions are received, and it becomes ASK signals, such as VSB, and is broadcast from a ground antenna.

[0226] The block diagram of the whole television receiver of this digital TV broadcasting is drawing 65. The broadcasting signal received with the ground antenna 32a is inputted into the input part 752 of the receiver 751 in the television receiver 781. The signal of arbitrary channels for which an addressee wishes by the detection demodulation section 760 tunes in and gets over, 1st data row D_1 and 2nd data row D_2 are reproduced, and it is outputted from the 1st data row outputting part 758 and the 2nd data row outputting part 759. Since detailed explanation laps, it is omitted. D_1 and D_2 signal are inputted into the separation part 776. D_1 signal is separated by the eliminator 777 and an $H_L V_L$ compression ingredient is inputted into the 1st input part 521. Another side is compounded by the composing device 778 with D_2 signal, and is inputted into the 2nd input part 531. An $H_L V_L$ signal develops by the 1st expanding part 523, and the $H_L V_L$ compression signal which went into the 1st input part 521 in the 2nd image decoder is sent to the image synthesis section 548 and the screen ratio altering circuit 779. When the original television signal is a HDTV signal, an $H_L V_L$ signal turns into a wide NTSC signal, and when the original signal is an NTSC signal, grace becomes a low low resolution television signal from NTSC like MPEG1.

[0227]In this explanation, since the original video signal is set to a HDTV signal, an $H_L V_L$ signal turns into a television signal of wide NTSC. If the screen aspect ratio of TV is 16:9, it will output as the video output 426 via the outputting part 780 with the screen ratio of 16:9. If the screen aspect ratio of TV is 4:3, it will change into the letter box form or side panel form of a screen aspect ratio of 16:9 to 4:3 by the screen ratio altering circuit 779, and will output as the video output 425 via the outputting part 780.

[0228]On the other hand, 2nd data row D_2 from the 2nd data row outputting part 759, In the composing device 778 of the separation part 776, it is compounded with the signal of the eliminator 777. It is inputted into the 2nd input part 531 of the 2nd image decoder, and by the separation circuits 531 $H_L V_H$. It separates into the compression signal of $H_H V_L$ and $H_H V_H$, is respectively sent to the 2nd extension part 535, the 3rd expanding part 536, and the 4th expanding part, it is elongated, and becomes the original $H_L V_H$, $H_H V_L$, and an $H_H V_H$ signal. An $H_L V_L$ signal is added to these signals, and it is inputted into the image synthesis section 548, it is compounded, becomes one HDTV signal, is outputted from the outputting part 546, and is outputted as the video signal 427 of HDTV via the outputting part 780.

[0229]This outputting part 780 detects the rate of an incorrect ball of the 2nd data row of the 2nd data row outputting part 759 by the rate detection part 782 of an incorrect ball, and when an error rate is high, it makes the video signal of the low resolution of an $H_L V_L$ signal output automatically.

[0230]Transmission of hierarchical broadcast and reception are attained as mentioned above. Since TV transmission antenna can reproduce both the 1st data row and the 2nd data row to near broadcast, for example when a transmission condition is good, a program is receivable in the grace of HDTV. To far broadcast, distance with a transmission antenna reproduces the 1st data row, and outputs the television signal of a low resolution from this $V_L H_L$ signal. By this, it is effective in an identical program being receivable in the grace of HDTV, or the grace of NTSC TV in a larger area.

[0231]If the function of the receiver 751 is reduced only to the 1st data row outputting part 768 as shown in the block diagram of the television receiver of drawing 66, since a receiver becomes unnecessary to treat the 2nd data row and a HDTV signal, composition can simplify it sharply. The image decoder should just use the 1st image decoder 421 explained by (drawing 31). In this case, the picture of the grace of NTSC TV is acquired. In the grace of HDTV, although a program is unreceivable, the cost of a receiver becomes cheap sharply. Therefore, it may spread widely. In this system, it is effective in digital TV broadcasting being receivable by adding as an adapter without changing many receiving systems with the conventional TV display.

[0232]If it has composition like drawing 67, the satellite broadcasting receiver which restores to a PSK signal, and a receiver with the function of the terrestrial broadcasting receiver which restores to an ASK signal can be constituted easily. In this case, it is mixed in the signal and the mixer 786 from the oscillator 787, and the PSK signal received from the satellite antenna 32 is changed into low frequency, is inputted into the input part 34 of the television receiver 781, and is inputted into the mixer 753 explained by drawing 63. Data row D_1 and D_2 get over by the demodulation section 35, via the separation part 788, the 2nd image decoder 422 is reproduced as a picture signal, and PSK changed into the low frequency of the specific channel of satellite TV broadcast or a QAM signal is outputted from the outputting part 780. On the other hand, in the same process, a specific channel is chosen by the mixer 753, and the digital terrestrial broadcasting and analog broadcasting which were received by the antenna 32a for the grounds are detected, and serve as a low-pass baseband signal as it was inputted into the input part 752 and drawing 63 explained. To analog satellite TV broadcast, it goes into the mixer 753 and gets over. In the case of digital broadcasting, data row D_1 and D_2 are reproduced with the identification reproduction machine 757, a video signal is reproduced by the 2nd image decoder 422, and it is outputted. When receiving the analog TV broadcast of the ground and a satellite, the analog TV signal AM demodulation was carried out [the analog TV signal] by the image demodulation section 788 is outputted from the outputting part 780. If the composition of drawing 67 is taken, the mixer 753 can use in common by satellite broadcasting and terrestrial broadcasting. The 2nd image decoder 422 can also be shared. When an ASK signal is used by digital terrestrial broadcasting, the receiving circuit of the same wave detector 755 as the analog broadcasting of the former for AM demodulation and LPF756 grade can be made to serve a double purpose. If it has composition of drawing 67 as mentioned above, common use

of the receiving circuit will be carried out sharply, and it is effective in reducing circuits.

[0233]In the embodiment of the invention, the ASK signal of four values was divided into two groups, and it performed each 1-bit two-layer hierarchical transmission of D_1 and D_2 . However, if the ASK signal of an octal is used like drawing 68, it can perform each 1-bit hierarchical transmission, D_1 , D_2 , and D_3 , of three layers. In drawing 68, the signal point of D_3 signal is a binary of the signal point 721a, 721b, 722a, 722b and 723a, and 723b, 724a and 724b, i.e., 1 bit. Next The signal point of D_2 is 1 bit of the binary of the grouping signal points 721 and 722 and the grouping signal points 723 and 724. The data of D_3 is 1 bit of the binary of the Taishin item point groups 725 and 726. **. In this case, the four signal points 721, 722, 723, and 724 of drawing 57 are divided into the two signal points 721a each, 721b and 722a, 722b and 723a, and 723b, 724a and 724b, and hierarchical transmission of three layers is attained by detaching the distance between each group.

[0234]It is what was explained by the embodiments of the invention 3 and 3 to perform image transmission of three layers using these hierarchical transmission systems of three layers, and detailed explanation of operation is omitted.

[0235]Now, although the embodiment of the invention 3 explained the image encoder 401 like drawing 30, the block diagram of drawing 30 can be rewritten like drawing 69. Since the contents are completely the same, explanation is omitted. Thus, the image encoder 401 has the two separation circuits 404 and 404a of the image of a subband filter etc. When these are made into the separation part 794, it is shown in the block diagram of the separation part of drawing 70. Circuits are reducible by letting a signal pass twice by time sharing to one separation circuits like. When this is explained, in the 1st cycle, the video signal of HDTV from the input part 403, or super HDTV by the time-base-compaction circuit 795. A time-axis is compressed and it is divided into four ingredients, $H_H V_H - H$, $H_H V_L - H$, $H_L V_H - H$, and $H_L V_L + 1$, by the separation circuits 404. In this case, the switches 765, 765a, 765b, and 765c are in the position of 1, and output three signals, $H_H V_H - H$, $H_H V_L - H$, and $H_L V_H - H$, to the compression zone 405. However, the signal of $H_L V_L - H$ is inputted into the input 2 of the time-axis equalization circuit 795 from the output 1 of the switch 765c. It is sent to the separation circuits 404, separation is carried out to the idle time of the 2nd cycle, i.e., time division processing, and it is divided and outputted to four ingredients of $H_H V_H$ and $H_H V_L$ and $H_L V_H$ and $H_L V_L$. In the 2nd cycle, since the switches 765, 765a, 765b, and 765c change to the position of the output 2, four ingredients are sent to the compression zone 405. Thus, it is effective in separation circuits being reducible by taking and carrying out time division processing of the composition of drawing 70.

[0236]Next, an image decoder it was explained to the receiver end that performed picture transmission of such a hierarchical type of three layers with the block diagram of drawing 33 of the embodiment of the invention 3 is needed. If this is rewritten, it will become a block diagram like drawing 71. Although throughput is different, the two composing devices 566 of the same composition will exist.

[0237]This is realizable by one composing device like the case of the separation circuits of drawing 70, if composition like drawing 72 is taken. If drawing 72 is explained, in the timing 1, the input of the switches 765, 765a, 765b, and 765c will change to 1 first by five switches and 765a, 765b, 765c, and 765d. Then, respectively from the 1st expanding part 522, the 2nd expanding part 522a, the 3rd expanding part 522b, and the 4th expanding part 522c the signal of $H_L V_L$ and $H_L V_H$ and $H_H V_L$ and $H_H V_H$. A compositing process is inputted and carried out to the input part to which the composing device 556 corresponds via a switch, and it becomes one video signal. This video signal is sent to the switch 765d, is outputted from the output 1 and is again sent to the input 2 of the switch 765c. This video signal is a signal of the $H_L V_L - H$ ingredient which divided the high resolution video signal from the first. In the following timing 2, the switches 765, 765a, 765b, and 765c change to the input 2. In this way, the compositing process of $H_H V_H - H$, $H_H V_L - H$, $H_L V_H - H$, and the $H_L V_L - H$ signal is shortly sent and carried out to the composing device 556, and one video signal is obtained. This video signal is outputted from the outputting part 554 from the output 2 of the switch 765d.

[0238]Thus, when receiving hierarchical broadcast of three layers, it is effective in reducing two composing devices to one piece by time division processing.

[0239]Now, this method makes $H_H V_H$ and $H_H V_L$ and $H_L V_H$ and an $H_L V_L$ signal input in the timing 1 first, and makes an $H_L V_L - H$ signal compound. Then, in the period timing 2 other than the timing 1, $H_H V_H - H$, $H_H V_L - H$, $H_L V_H - H$,

and the above-mentioned $H_L V_L$ -H signal were made to input, and the procedure of obtaining the last video signal is taken. Therefore, it is necessary to shift the timing of two groups' signal.

[0240]When an order of the timing of the above-mentioned ingredient of the inputted signal is different from the first or it overlaps, in order to dissociate in time, a memory is provided and accumulated in the switches 765, 765a, 765b, and 765c, and it is necessary to adjust a time-axis. However, by dividing the sending signal of a transmitter into the timing 1 and the timing 2 in time like drawing 73, and transmitting, a time-axis equalization circuit becomes unnecessary at a receiver end. Therefore, it is effective in the composition of a receiver becoming easy.

[0241]D1 of the time plot plan of drawing 73 shows the 1st data row D1 of a sending signal, and sends $H_L V_L$ and $H_L V_H$ and $H_H V_L$ and an $H_H V_H$ signal by D channel during the timing 1, Time arrangement of the signal in the case of sending $H_L V_H$ -H, $H_H V_L$ -H, and $H_H V_H$ -H by D2 channel during the timing 2 is shown. Thus, by dissociating in time and sending a sending signal, it is effective in deleting the circuitry of the EKON coda of a receiver.

[0242]Next, there are many expanding parts of a receiver. How to reduce these numbers is described.

Drawing 74 (b) shows the time plot plan of the data 810, 810a, 810b, and 810c of a sending signal. In this figure, the different data 811, 810a, 811b, and 811c is transmitted between data. Then, the target send data will be sent intermittently. Then, the 2nd image decoder 422 shown in the block diagram of drawing 74 (a) inputs the data row D1 into the expanding part 503 one after another via the 1st input part 521 and the switch 812. For example, after the input completion of the data 810 will perform elongation processing during the time of the different data 811, and the following data 810a will input it after processing completion of the data 810. By carrying out like this, the one expanding part 503 can be shared by time sharing by the same technique as the case of a composing device. In this way, the total of an expanding part can be reduced.

[0243]Drawing 75 is a time plot plan in the case of transmitting HDTV. For example, if the $H_L V_L$ signal equivalent to the NTSC ingredient of the 1st channel of a program is made into $H_L V_L$ (1), time arrangement of this will be carried out at the position of the data 821 shown by the thick line of D1 signal. $H_L V_H$ equivalent to the HDTV addition ingredient of the 1st channel, $H_H V_L$, and an $H_H V_H$ signal are arranged in the position of the data 821a, 821b, and 821c of D2 signal. Then, since the different data 822, 822a, 822b, and 822c which is the information on another TV program exists among all the data of the 1st channel, the elongation processing of an expanding part becomes possible during this period. In this way, all the ingredients can be processed by one expanding part. This method can be applied when processing of an expander is quick.

[0244]Like drawing 76, even if it arranges the data 821, 821a, 821b, and 821c to D1 signal, the same effect is acquired. It is effective when transmitting and receiving using transmission which does not have a hierarchy like usual 4PSK or 4ASK.

[0245]Drawing 77 shows the time plot plan in the case of performing hierarchy broadcast, for example for an image of three layers like low resolution NTSC, and NTSC and HDTV using a two-layer hierarchy transmission system physically. [NTSC, HDTV, high resolution HDTV, or] For example, when broadcasting the image of three layers of low resolution NTSC, and NTSC and HDTV, the $H_L V_L$ signal which is equivalent to D1 signal at a low resolving NTSC signal is arranged at the data 821. The signal of each ingredient of $H_L V_H$ which is a separation signal of NTSC, $H_H V_L$, and $H_H V_H$ is arranged at the position of the data 821a, 821b, and 821c. $H_L V_H$ -H which is a separation signal of HDTV, $H_H V_L$ -H, and an $H_H V_H$ -H signal are arranged at the data 823, 823a and 823b.

[0246]Here, logical hierarchy transmission by the differentiation of error correction ability explained by the embodiment of the invention 2 is added. Specifically, $H_L D_L$ uses D_{1-1} channel in D_1 signal. D_{1-1} channel has adopted the high error correcting system of correcting capability sharply from D_{1-2} channel, as the embodiment of the invention 2 described. Although relative redundancy is high compared with D_{1-2} channel, since the error rate after reproduction is low, D_{1-1} channel can reproduce it also on the conditions that C/N-ary is low, from other data 821a, 821b, and 821c. For this reason, when receiving conditions, such as an area distant from an antenna and in the car [of a car], are bad, a program can be reproduced in the grace of NTSC-TV of a low resolution. When it is concluded in the viewpoint of an error rate that the embodiment of the

invention 2 described, Data in D_{1-1} channel in D_1 signal Other data 821a, 821b, and 821c which has 821 in D_{1-2} channel It is strong to reception interference, and is differentiated, and logical hierarchies differ. The hierarchy of D_1 and D_2 can say with a physical hierarchy that the embodiment of the invention 2 described, and the layered structure by differentiation of the distance between this error correction code can be called logical layered structure.

[0247]Now, C/N-ary higher than D_1 signal are physically needed for the recovery of D_2 signal. Therefore, in the lowest receiving condition of C/N-ary, such as a remote place, an $H_L V_L$ signal, i.e., a low resolution NTSC signal, is reproduced. And in a receiving condition with next low C/N-ary, in addition, $H_L V_H$ and $H_H V_L$ and $H_H V_H$ are reproduced and an NTSC signal can be reproduced. In the receiving condition C/whose N-ary is still higher, since $H_L V_H-H$, $H_H V_L-H$, and $H_H V_H-H$ are also reproduced in addition to $H_L V_L$, a HDTV signal is reproduced. In this way, three hierarchies' broadcast can be performed. By using this method, the ready-for-receiving ability field explained by drawing 53 is expanded to three layers from two-layer, as shown in the reception interference field figure of drawing 90, and a program ready-for-receiving ability field spreads more. [0248]Drawing 78 shows the block diagram of the 3rd image decoder in time arrangement of drawing 77 here. It has the composition of having added the composition of the block diagram of drawing 74 (a) to the composition which excluded the 3rd input part 551 of D3 signal from the block diagram of drawing 72 fundamentally.

[0249]In the timing 1, explanation of operation will input 530Dinput part 2 signal for 521Dinput part 1 signal. Since each ingredient, such as $H_L V_H$, is separated in time, these are independently sent to the expanding part 503 one by one by the switch 812. This order is explained using the time plot plan of drawing 77. First, elongation processing of the compression signal of $H_L V_L$ of the 1st channel is entered and carried out to the expanding part 503. Next, elongation processing of $H_L V_H$ of the 1st channel, $H_H V_L$, and the $H_H V_H$ is carried out, a compositing process is inputted and carried out to the predetermined input part of the compositing device 556 via the switch 812a, and an $H_L V_L-H$ signal is compounded first. This signal is inputted into the input 2 of the switch 765 from the output 1 of the switch 765a, and is inputted into the $H_L V_L$ input part of the compositing device 556.

[0250]Next, in the timing 2, as shown in the time plot plan of drawing 77, $H_L V_H-H$ of D2 signal, $H_H V_L-H$, and an $H_H V_H-H$ signal are inputted, and the expanding part 503 develops, The compositing process of each signal is inputted and carried out to the predetermined input of the compositing device 556 via the switch 812a, and a HDTV signal is outputted. As for this HDTV signal, a HDTV signal is outputted via the outputting part 521 from the output 2 of the switch 765a. It is effective in reducing sharply the expanding part of a receiver, and the number of compositing devices by transmitting by time arrangement of drawing 77 as mentioned above. Although drawing 77 used two stages, D1 and D2 signal, in the time plot plan, if the D3 above-mentioned signal is used, it will add high resolution HDTV and can perform four hierarchies' TV broadcast.

[0251]Drawing 79 is a time plot plan of the hierarchical broadcast which broadcasts the image of three hierarchies who used the physical hierarchy, D1, D2, and D3, of three layers. Like [it is ***** from a figure and], each ingredient of same TV channel is arranged so that it may not overlap in time. Drawing 80 is the receiver which applied the 3rd input part 521a to the receiver explained with the block diagram of drawing 78. By broadcasting by time arrangement of drawing 79, it is effective in the ability to constitute a receiver from easy composition as shown with the block diagram of drawing 80.

[0252]Operation is almost the same as the time plot plan of drawing 77, and the block diagram of drawing 78. For this reason, explanation is omitted. As shown in the time plot plan of drawing 81, time multiplied of all the signals can also be carried out to D1 signal. In this case, two data, the data 821 and the different data 822, has heightened error correction ability compared with the data 821a, 812b, and 821c. For this reason, compared with other data, the hierarchy is high. although it comes out physical further as mentioned above, it is two-layer hierarchy transmission logically. ** ON of the different data of another program channel 2 is carried out between the data of the program channel 1. For this reason, serial processing becomes possible by a receiver end, and the same effect as the time plot plan of drawing 79 is acquired.

[0253]In the case of the time plot plan of drawing 81, it is a logical hierarchy, but since the error rate at the

time of transmission of this data falls by dropping the transmission bit rate of the data 821 and the different data 822 on one half or 1/3, physical hierarchy transmission can also be carried out. In this case, a physical hierarchy turns into three layers.

[0254]Drawing 82 is a block diagram of the image decoder 423 in the case of transmitting only data row D1 signal as shown in the time plot plan of drawing 81, and serves as easier composition compared with the image decoder shown in the block diagram of drawing 80. Since operation is the same as the image decoder explained by drawing 80, explanation is omitted.

[0255]As mentioned above, when a sending signal as shown in the time plot plan of drawing 81 is transmitted, it is effective in the number of the expanding part 503 composing devices 556 being sharply reducible as shown in the block diagram of drawing 82. Since it dissociates in time and four ingredients are inputted, according to the image component which inputs the circuit block inside the composing device 556 548, i.e., the image synthesis section of drawing 32, by connection changing, some blocks can be shared by time sharing and a circuit can also be omitted.

[0256]It is effective in the ability to constitute a receiver from easy composition as mentioned above. In the embodiment of the invention 5, although operation was explained using ASK modulation, many techniques explained by the embodiment of the invention 5 are applicable also to PSK explained by the embodiments of the invention 1, 2, and 3, or QAM abnormal conditions.

[0257]An old embodiment of the invention is applicable also to the FSK abnormal conditions. For example, when performing the FSK abnormal conditions of the multiple value of f_1 , f_2 , f_3 , and f_4 like drawing 83, hierarchical transmission can be performed by performing grouping, as shown in the signal-point-arrangement figure of drawing 58 of the embodiment of the invention 5, and detaching each group's signal point position.

[0258]In drawing 83, the frequency f_1 and the frequency group 841 of f_2 are defined as $D_1=0$, and the frequency f_3 and the frequency group 842 of f_4 are defined as $D_1=1$. And when $D_2=0$, f_2 , and f_4 are defined f_1 and f_3 as $D_2=1$, as it is shown in a figure, a total of hierarchical transmission (1 bit each of D_1 and D_2 and 2 bits) becomes possible. For example, when C/N is high, in $t=t_3$, $D_1=0$ and $D_2=1$ can be reproduced and $D_1=1$ and $D_2=0$ can be reproduced in $t=t_4$. Next, when C/N is low, in $t=t_3$, only $D_1=0$ can reproduce only $D=1$ in $t=t_4$. In this way, hierarchical transmission of FSK can be performed. The hierarchical transmission system of this FSK can also be used for broadcast of the hierarchical type of a video signal explained by the embodiments of the invention 3, 4, and 5.

[0259]The embodiment of the invention 5 of this invention can also be used for a magnetic recorder and reproducing device like drawing 84 shown in a block diagram. The embodiment of the invention 5 can perform magnetic-recording reproduction for ASK.

(Embodiment of the invention 6) The example which applied this invention to the magnetic recorder and reproducing device by the 6th embodiment of the invention is explained. Although the case where this invention was applied was shown in the ASK transmission system of multiple-value record by the embodiment of the invention 5, this invention is applicable also to the magnetic recorder and reproducing device of the ASK recording method of a multiple value by the same principle. The magnetic recording of a hierarchical multiple value becomes possible by applying the C-CDM method of this invention to PSK, FCK, and QAM besides ASK.

[0260]First, how to use and hierarchize the C-CDM method of this invention to the magnetic recorder and reproducing device of 16QAM or 32QAM is explained. Drawing 84 shows the block diagram at the time of applying C-CDM to QAM. What carried out C-CDM multiplexing of the QAM below is called SRQAM.

[0261]When drawing 84 is explained, the magnetic recorder and reproducing device 851, The 1st image encoder 401a of the image encoder 401 and the 2nd image encoder 401b separate into a high band signal and a low-pass signal, and video signals, such as inputted HDTV, are compressed, The high region video signal which contains low-pass video signals, such as an $H_L V_L$ ingredient, in the 1st data row input part 743 in the input part 742, and contains an $H_H V_H$ ingredient etc. in the 2nd data row input part 744 is inputted, and it inputs into the modulation part 749 in the modulator and demodulator 852. In the 1st data row input part 743, an error correction code is added to a low-pass signal in the ECC section 73a. On the other hand, in 16SRQAM, 36SRQAM, and 64SRQAM, the 2nd data row inputted into the 2nd data row input part 744 becomes, without 2 bits, 3 bits, and 4 bits. In 16SRQAM, 32SRQAM, and 64SRQAM, the Trellis coding of the ratio of 1/2, 2/3, and 3/4 is respectively carried out by the back Trellis encoder part 744b which mistook this signal by ECC744a and was coded. For example, in 64SRQAM, as for the 1st data row, the 2nd data row is set

to 4 bits at 2 bits. For this reason, Trellis Encode of Ratio 3/4 which set 3-bit data to 4 bits is performed using Trellis Encoder as shown in Drawing 128. In this way, relative redundancy goes up, and since error correction ability is improved while falling, the data rate can lower the error rate of the same data rate. For this reason, the amount of information transmissions of a substantial record reproduction system or a transmission system increases. However, since a circuit becomes complicated, Trellis Encode is not used for the 1st data row of an error rate low from the first by the embodiment of the invention 6. Although the 2nd data row has a distance between numerals smaller than the 1st data row and an error rate is bad, an error rate is improved by carrying out the Trellis coding of the 2nd data row. By composition of omitting the Trellis coding circuit of the 1st data row, it is effective in the whole circuit becoming simpler. Since operation of abnormal conditions is almost the same as the transmitter of drawing 64 of the embodiment of the invention 5, detailed explanation is omitted. In the record reproduction circuit 853, AC bias of the signal modulated by the modulation part 749 is carried out by the bias generator 856, it is widened with the widening machine 857a, and is recorded by the magnetic head 854 on the magnetic tape 855.

[0262]As shown in the record signal frequency plot plan of Drawing 113, for example, it has a subcarrier as for which frequency f_c becomes, while information is recorded on the main signal 859 of 16SRQAM, the format of a record signal, The pilot f_p signal 859a with the frequency of twice as many $2f_c$ as f_c is recorded simultaneously. frequency f_{BIAS} — since AC bias is added and magnetic recording is carried out by the bias signal 859b, the distortion at the time of record decreases. Since two-layer hierarchy record is carried out among three layers shown in Drawing 113, as for the threshold which can carry out record reproduction, two, Th-1-2 and Th-2, exist. By the C/N level of record reproduction, if it is the signal 859 and two-layer [all] is the signal 859C, record reproduction only of the D_1 is carried out.

[0263]When 16SRQAM is used for a main signal, signal point arrangement becomes like drawing 10. When 36SRQAM is used, it becomes like drawing 100. When reproducing this signal, from the magnetic head 854, the main signal 859 and the pilot signal 859a are reproduced, and it is widened with the widening machine 857b. this signal — the filter 858a of the subcarrier regenerative circuit 858 — $2f_o$ — frequency separation of the pilot signal f_p is carried out, the subcarrier of f_o is reproduced by the 1/2 counting-down circuit 858b, and it is sent to the demodulation section 760. In the demodulation section 760, it restores to a main signal using this reproduced subcarrier. When the magnetic recording tape 855 with high high C / N-ary for HDTV etc. is used at this time, since it becomes easy to discriminate from each signal point of 16 points, in the demodulation section 760, the both sides of D_1 and D_2 get over. And all the signals are reproduced by the image decoder 422. The television signal of the high bit rate of the case of HDTV VTR, for example, HDTV of 15Mbps, is reproduced. Cost is as cheap as videotape with low C/N-ary. A commercial VHS tape, and high C / N type tape for broadcast have a difference of not less than 10-dBC/N at present. Since C/N-ary is low when the videotape 855 with cheap low C/N-ary is used, it becomes difficult to discriminate from all of the signal point of sexadecimal of hexadecimal or 36 values. For this reason, although it is renewable, the data row which is 2 bits of the 2nd data row D_2 , 3 bits, or 4 bits cannot reproduce the 1st data row D_1 , but only the 2-bit data row of the 1st data row is reproduced. When record reproduction of the HDTV image signal of a two-layer hierarchical type is carried out, since a high region picture signal is not played, on a low C/N tape, the television signal of wide NTSC of for example, 7Mbps is outputted to the low-pass picture signal of the low rate of the 1st data row, and a concrete target.

[0264]As shown in the block diagram of Drawing 114, the 2nd data row outputting part 759, the 2nd data row input part 744, and the 2nd image decoder 422a are omitted, The recording and reproducing device 851 with modulators, such as modification QPSK which carries out the strange recovery only of the 1st data row D_1 , only for a low bit rate can also be set up as one types of products. This device can perform record reproduction of only the 1st data row. That is, the record reproduction of the picture signal of a wide NTSC grade can be carried out. When the videotape 855 which outputs high C/N-ary on which the signal of high bit rates, such as an above-mentioned HDTV signal, was recorded is played with the magnetic recorder and reproducing device only for this low bit rate, only D_1 signal of the 1st data row is played, a wide NTSC signal is outputted and the 2nd data row is not played. That is, when the videotape 855 in which the HDTV signal of the same hierarchical type was recorded is played, a wide NTSC TV signal can be played in the recording and reproducing device of the composition with easy HDTV signal and one side in the recording and reproducing device of one complicated composition. That is, there is a big effect that full compatible nature of four

combination is realized between models with a different record reproduction data rate from a tape with C/N-ary which is different in the case of a two-layer hierarchy. In this case, compared with a HDTV special-purpose machine, an NTSC special-purpose machine becomes easy remarkable composition. Specifically, the circuit structure of the decoder of EDTV becomes decoder ratio **** 1/6 of HDTV. Therefore, a low functional machine is realizable at sharply low cost. since [thus,] the recording and reproducing device of the type which is two from which the record reproduction capability of the image quality of HDTV and EDTV differs is realizable — width — it is effective in the ability to set up the model of large price range. Even to the tape of low C/N of a low price, a user can also choose a tape from the high tape of C/N of a heavy price freely each time according to demand image quality. Thus, while extendibility is obtained keeping compatibility perfect, compatibility with the future is also securable. Therefore, it also enables the standard of the recording and reproducing device which does not obsolete in the future, either to realize. Hierarchy record by the phase modulation explained by the embodiments of the invention 1 and 3 as other record methods can also be performed.

[0265]Record by ASK explained by the embodiment of the invention 5 can also be performed. As record of the present binary is made into a multiple value and it is shown in drawing 59 (c) and (d), four values are divided into two groups and can be hierarchized.

[0266]The block diagram in the case of ASK is the same as drawing 84. Hierarchy record by the many tracks on magnetic tape can also be performed besides the embodiment of the invention having explained. Error correction ability is changed and logical hierarchy record by differentiating data can also be performed.

[0267]Compatibility with a standard will be described here in the future. Usually, when setting up the standard of recording and reproducing devices, such as VTR, a standard is defined using the tape of highest C/N that can be obtained actually. The recording characteristic of a tape improves by rapid progress. For example, compared with the tape of ten years ago, C/N-ary is improving by not less than 10 dB now. In this case, when tape performance improves in the future ten years – 20 years after from the present and it sets up a new standard, it is dramatically difficult to take compatibility with an old standard in a conventional system. For this reason, a new old standard was compatibility with a piece, or non-compatibility in many cases.

[0268]However, in the case of this invention, the standard which carries out record reproduction of the 1st data row or the 2nd data row is first built with the present tape. Next, if this invention is beforehand adopted when C/N of a tape will improve sharply in the future, the data of the data hierarchy of a higher rank, for example, the data of the 3rd data row, will be added. This future standard realized while super HDTV VTR which carries out record reproduction of three hierarchies' 64SRQAM maintains a standard and full compatible conventionally by realized ***** For example, this invention, When the magnetic tape recorded three layers to the 3rd data row by the new rank is played with the two-layer magnetic recorder and reproducing device of the old standard which can carry out record reproduction only of the 1st data row and the 2nd data row, although the 3rd data row is unreproducible, the 1st and 2nd data row can be played thoroughly. For this reason, a HDTV signal is reproduced. For this reason, it is effective in record data volume being extensible in the future, maintaining the compatibility between new old standards.

[0269]It returns to explanation of the reproduction motion of drawing 84 here. When playing, a regenerative signal is played by the magnetic head 854 and the magnetic-reproducing circuit 853, and the magnetic tape 855 is sent to the modulator and demodulator 852. A demodulation section omits explanation in order to carry out the almost same operation as the embodiments of the invention 1, 3, and 4. The 1st data row D1 and the 2nd data row D2 are reproduced by the demodulation section 760, the 2nd data row is carried out by Trellis-Decoder 759b, such as a Vitabi decoder, in the high error correction of code gain, and an error rate becomes low. It restores to D1 and D2 signal by the image decoder 422, and the video signal of HDTV is outputted.

[0270]Although the above is an embodiment of the invention of a magnetic recorder and reproducing device with two hierarchies, the embodiment of the invention of the magnetic recorder and reproducing device of the hierarchy of three layers who added the logical hierarchy of one layer is described to a two-layer physical hierarchy using the block diagram of Drawing 131 below. Fundamentally, although it is the same composition as drawing 84, by TDM, the 1st data row is divided into two more subchannels, and is made into the three-tiered structure. it is shown in Drawing 131 — as — first — a HDTV signal — the [in the 1st image encoder 401a] — the [the 1-1 image encoder 401c and] — with the 1-2 image encoder 401d. It separates into two data of a mid-range and low-pass video signal, D_{1-1} , and D_{1-2} , and is inputted into the 1st data row input part of the input part 742. Data row D_{1-1} of the image quality of an MPEG grade is carried out in high error

correcting code-ization of Code gain in ECC coder743a, and $D1_2$ is carried out in error correcting code-ization which has usual Code gain in ECC Coder743b. Time-multiplexing of $D1_{-1}$ and $D1_2$ is carried out by the TDM section 743c, and they become one data row D_1 . It becomes irregular by the C-CDM modulation part 749, and hierarchy record of D_1 and $D2$ is carried out by the magnetic head 854 by two-layer on the magnetic tape 855.

[0271]At the time of reproduction, it restores to the record signal reproduced by the magnetic head 854 to D_1 and $D2$ by the C-CDM demodulation section 760 by the same operation as drawing 84 explained. In the TDM section 758c in the 1st data output part 758, it restores to 1st data row D_1 to two subchannel $D1_{-1}$ and $D1_2$. In high ECC Decoder758a of Code gain, since an error correction is carried out, also in low C/N-ary, $D1_{-1}$ restores to $D1_{-1}$ compared with $D1_2$, and LDTV is Decode(d) by the one to 1st image decoders 402a, and it is outputted. On the other hand, since an error correction is carried out in the usual ECC Decoder758b of Code gain, $D1_2$ is unreproducible, unless a signal level is large, since it has a SURESHIHORUDO value of high C/N compared with $D1_1$. the [and] — it gets over in the 1-2 image encoder 402d, it is compounded with $D1_{-1}$, and EDTV of a wide NTSC grade is outputted.

[0272]Vitabi decoding is carried out by Trellis Decoder759b, and the error correction of the 2nd data row $D2$ is carried out by ECC759a, it serves as a high region picture signal with the 2nd image encoder 402b, it is compounded with $D1_{-1}$ and $D1_2$, and HDTV is outputted. The threshold of C/N of D_2 in this case is set up more greatly than $D1_2$. Therefore, when C/N-ary of the tape 855 are small, $D1_{-1}$, i.e., LDTV, is played, In the case of the tape 855 of the usual C/N-ary, $D1_{-1}$ and $D1_2$, i.e., EDTV, are played, and if the tape 855 with high C/N-ary is used, $D1_{-1}$, $D1_2$, and $D2$, i.e., a HDTV signal, will be played.

[0273]In this way, the magnetic recorder and reproducing device of the hierarchy of three layers is realized. C/N-ary, and cost of the tape 855 are in correlation as mentioned above. Since the user can carry out record reproduction of the picture signal of the image quality of three grades according to the tape cost of three types in the case of this invention, it is effective in the width which chooses the grade of a tape according to the contents of the TV program which a user wants to record spreading.

[0274]next, as shown in the recording track figure of Drawing 132 which describes the effect of the hierarchy record at the time of fast forwarding reproduction, on the magnetic tape 855, the recording track 855a of azimuth-angle A and the recording track 855b of B of a reverse azimuth angle are recorded. The record section 855c is established in the center section of the recording track 855a as it is so that it may illustrate, and let other fields be 855 d of $D1_2$ record sections. Even if small per each several recording tracks, one of this is provided. One LDTV is recorded in this. $D2$ signal of a high band signal is recorded on the $D2$ record section 855e of all the fields of the recording track 855a. Usually, at the time of the record reproduction of speed, the effect with this new recording format is not induced. The magnetic head trace 855f of azimuth-angle A stops now, being in agreement with a magnetic track at the time of the tape fast forwarding reproduction of a forward direction and an opposite direction, as shown in a figure. The $D1_{-1}$ record section 855c set as the narrow field of a tape center part in this invention shown in Drawing 132 is formed. For this reason, although it is a certain fixed probability, this field is reproduced certainly. Although it is the image quality of about the same LDTV as MPEG1, the picture of the whole screen of the same time can be recovered from reproduced $D1_{-1}$ signal. In this way, when the perfect picture of LDTV of tens of [several to] sheets is reproduced in 1 second at the time of fast forwarding reproduction, a user has the big effect to say that the drawing screen under rapid traverse can be checked.

[0275]Only some fields of a magnetic track are traced so that 85g of head trace may be shown at the time of backward-feed reproduction. However, when the record reproduction format shown with Drawing 132 also in this case is used, since $D1_{-1}$ record section is renewable, the animation of the image quality of a LDTV grade is outputted intermittently.

[0276]In this way, in this invention, since the picture of a LDTV grade is recorded on some narrow fields of a recording track and the user can reproduce the intermittent nearly perfect still picture of a rapid traverse by the image quality of a LDTV grade at the time of a rapid traverse of right reverse both directions, it is

effective in the check of a screen becoming easy at the time of high-speed search.

[0277]Next, the method corresponding to still more nearly high-speed fast forwarding reproduction is described. As shown in the lower right of Drawing 132, the D_{1-1} record section 855C is formed, and while recording one frame of LDTV, 855 h of D_{1-1} and D_2 record sections of a still narrower field are established in a part of D_{1-1} record section 855C. A part of [of LDTV] information on one frame is recorded on subchannel D_{1-1} in this field. It overlaps with the D_2 record section 855j of 855 h of D_{1-1} and D_2 record sections, and the remaining information on LDTV is recorded. Subchannel D_2 has $1-1$ 3 to 5 times the data recording quantity of subchannel D. Therefore, the information on one frame of LDTV on the tape of the area of $1/3 - 1/5$ is recordable by D_{1-1} and D_2 . Since a headrace can record on the fields 855h and 855j which are still narrower fields, time and area are set to $1/3 - 1/5$ compared with trace time T_{s1} of a head. Therefore, even if fast traverse is brought forward and trace of a head inclines further, the probability which traces this whole field becomes high. For this reason, further 3-5X is compared with the case of only D_{1-1} , and the picture of LDTV perfect also at the time of a rapid traverse is reproduced intermittently.

[0278]Since there is no function which reproduces the D_2 record section 855j in the case of two hierarchies' VTR, this method is unreproducible at the time of a high-speed rapid traverse. On the other hand in three hierarchies' highly efficient type VTR, 3-5X is compared with two hierarchies, and a picture can be checked also at the time of a rapid traverse. That is, VTR with which the refreshable maximum fast traverse differs not only according to the image quality according to the hierarchy's several ball cost but according to cost is realized.

[0279]In an embodiment of the invention, although the hierarchical modulation method was used, if hierarchical image coding is performed, fast forwarding reproduction by this invention will be realized also with the usual modulation methods, such as 16QAM. Things cannot be overemphasized.

[0280]By the recording method of the digital VTR of the non-hierarchical type of the method which compresses a picture into the conventional altitude, since image data is distributing uniformly, all of the pictures of the screen of the same time of each frame are unreproducible at the time of fast forwarding reproduction. For this reason, only the picture from which the time-axis of each block of a screen shifted is renewable. However, although it is a LDTV grade in HDTV VTR of the hierarchical type of this invention, it is effective in the picture from which the time-axis of each block of a screen has not shifted being renewable at the time of fast forwarding reproduction.

[0281]When hierarchy record of three layers of HDTV of this invention is performed, and C/N of a record reproduction system is high, high resolution television signals, such as HDTV, can be reproduced. And when it reproduces with a magnetic-reproducing device with low case where C/N of a record reproduction system is low and function, the television signal of LDTV grades, such as a television signal of EDTV grades, such as wide NTSC, or low resolution NTSC, is outputted.

[0282]As mentioned above, in the magnetic-reproducing device using this invention, when C/N became low, or when an error rate becomes high, the effect that the image of an identical content is renewable by low resolution or low image quality is acquired.

[0283](Embodiment of the invention 7) The embodiment of the invention 7 uses this invention for four hierarchies' image hierarchy transmission. By combining the picture-image-data structure of the transmission system of four hierarchies who explained by the embodiment of the invention 2, and four hierarchies, as shown in the reception interference field figure of drawing 91, the receiving area of four layers is made. As shown in a figure, the 1st receiving area 890a turns on an innermost side, and the 2nd receiving area 890b, the 3rd receiving area 890c, and 890 d of the 4th receiving area are made on the outside. The method which realizes these four hierarchies is described.

[0284]Although there are a physical hierarchy of four layers by abnormal conditions and a logical hierarchy of four layers by differentiation of error correction ability in realizing four hierarchies, since the C/N difference of the former between hierarchies is large, by four layers, big C/N is needed. Since it is a premise for it to be able to get over, the latter cannot take the large C/N difference between hierarchies. It is realistic to perform hierarchy transmission of four layers using a two-layer physical hierarchy and a two-layer logical hierarchy. How to divide a video signal into four layers first is described.

[0285]The separation circuits 3 whose drawing 93 is a block diagram of the separation circuits 3 comprise the

image separation circuits 895 and four compression circuits. Since the fundamental composition inside the separation circuits 404a, 404b, and 404c is the same as the block diagram of the separation circuits 404 in the 1st image encoder 401 of drawing 30, explanation is omitted. The separation circuits 404a divide a video signal into four signals of low-pass ingredient $H_L V_L$, high-frequency component $H_H V_H$, and intermediate component $H_H V_L$ and $H_L V_H$. In this case, as for $H_L V_L$, resolution becomes half [of the original video signal].

[0286] Now, the inputted video signal is divided into two by the image separation circuits 404a at a high-frequency component and a low-pass ingredient. Since it is divided perpendicularly that it is level, four ingredients are outputted. A high region and low-pass division point is in the halfway point in this embodiment of the invention. Therefore, when an input signal is a HDTV signal of vertical 1000 books, as for an $H_L V_L$ signal, the horizontal resolution of vertical 500 books also turns into a half television signal.

[0287] As for the $H_L V_L$ signal of a low-pass ingredient, the frequency component of level and a perpendicular direction is further divided respectively into two by the separation circuits 404c. Therefore, an $H_L V_L$ output becomes 250 perpendiculars and horizontal resolution is set to one fourth. If this is defined as LL signal, LL ingredient will be compressed by the compression zone 405a, and will be outputted as a D_{1-1} signal.

[0288] On the other hand, three ingredients of the high-frequency component of $H_L V_L$ are compounded by one LH signal by the composing device 772c, are compressed by the compression zone 405b, and are outputted as a D_{1-2} signal. In this case, three compression zones may be provided between the separation circuits 404c and the composing device 772c.

[0289] Three ingredients of $H_H V_H$ [of a high-frequency component], $H_L V_H$, and $H_H V_L$ become one $H_H V_H$ -H signal by the composing device 772a. In this signal, a compression signal has 500 - 1000 ingredients in level and a perpendicular direction, when the number of vertical levels is 1000. And the separation circuits 404b separate into four ingredients.

[0290] Therefore, level and 500 - 750 vertical ingredients are separated as an $H_L V_L$ output. This is called HH signal. And three ingredients of $H_H V_H$, $H_L V_H$, and $H_H V_L$ have 750 - 1000 ingredients, are compounded by the composing device 772b, become HH signal, are compressed by the compression zone 405d, and are outputted as a D_{2-2} signal. On the other hand, HL signal is outputted as a D_{2-1} signal. LL, i.e., D_{1-1} signal, therefore, for example, 0 - 250 ingredients or less, As for the 250 or more frequency components [500 or less] HL, i.e., D_{2-1} signal, LH, i.e., D_{1-2} signal, has or more 750 1000 or less frequency components, 500 or more ingredients and HH(s), i.e., D_{2-2} signal. [750 or less] It is effective in a hierarchical data structure being made by these separation circuits 3. Hierarchical transmission of four layers can be performed by replacing the portion of the separation circuits 3 in the transmitter 1 of drawing 87 explained by the embodiment of the invention 2 using the separation circuits 3 of this drawing 93.

[0291] In this way, by combining a hierarchical data structure and hierarchical transmission, the picture transmission in which image quality deteriorates gradually with degradation of C/N is realizable. This has a big effect of expansion of a service area in broadcast. Next, the receivers which carry out recovery reproduction of this signal are the same composition as the 2nd receiver of drawing 88 explained by the embodiment of the invention 2, and operation. Therefore, the whole operation is omitted. In order to merely treat a video signal, the composition of the synchronizer 37 differs from data transmission. Here, the synchronizer 37 is explained in detail.

[0292] As it explained using the block diagram of the receiver of drawing 88 in the embodiment of the invention 2, the error correction of the received signal is restored to it and carried out, it turns into four signals, D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} , and D_{2-2} , and is inputted into the synchronizer 37.

[0293] Drawing 94 is a block diagram of the synchronizer 33 here. It is elongated in the expanding parts 523a, 523b, 523c, and 523d, and inputted D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} , and D_{2-2} signal turn into LL, LH and HL which were explained in the separation circuits of drawing 93, and HH signal. If this signal sets the level of the original video signal, and a vertical zone to 1, as for LL, 1/4 and LL+LH will be set to one half, LL+LH+HL will be set to three fourths, and LL+LH+HL+HH will serve as a zone of one. It is separated by the eliminator 531a, and LH signal is compounded with LL signal in the image synthesis section 548a, and is inputted into the $H_L V_L$

terminal of the image synthesis section 548c. Since the image decoder 527 of drawing 32 explained explanation of the example of the image synthesis section 531a, it omits. On the other hand, it is separated by the eliminator 531b and HH signal is inputted into the image synthesis section 548b. HL signal is compounded with HH signal in the image synthesis section 548b, turns into an $H_H V_H - H$ signal, it is separated by the eliminator 531c, and is compounded with the composite signal of LH and LL in the image synthesis section 548c, turns into a video signal, and is outputted from the synchronizer 33. And by the outputting part 36 of the 2nd receiver of drawing 88, it becomes a television signal and is outputted. In this case, if HARASHIN items are vertical 1050 books and about 1000 HDTV signals, the television signal of four image quality will be received by four receiving conditions shown in the reception interference figure of drawing 91.

[0294]The image quality of a television signal is explained in detail. The transmission layered structure figure of drawing 92 summarized drawing 91 and drawing 86 to one. Thus, with improvement in C/N, in the receiving areas 862d, 862c, 862b, and 862a, D_{1-1} , D_{1-2} , D_{2-1} , D_{2-2} , and a hierarchy channel one renewable [after another] are added, and data volume increases.

[0295]In hierarchy transmission of a video signal, as shown in a drawing 95 transmission layered structure figure, the hierarchy channel of LL, LH, HL, and HH signal comes to be reproduced with improvement in C/N. Therefore, image quality improves as the distance from a transmission antenna approaches. A LL+LH+HL+HH signal is reproduced at the time of a LL+LH+HL signal and $L=L_a$ at the time of a LL+LH signal and $L=L_b$ at the time of LL signal and $L=L_c$ at the time of $L=L_d$. Therefore, if the zone of the HARASHIN item is set to 1, the image quality of the zone of 1/4, 1/2, 3/4, and 1 will be obtained in each receiving area. When the HARASHIN item is HDTV of 1000 vertical scanning lines, 250, 500, 750, and 1000 television signals are acquired. Thus, hierarchical image transmission in which image quality deteriorates gradually is attained. Drawing 96 is a reception interference figure in the conventional digital HDTV broadcast. In a conventional system, the reproduction of a television signal of CN becomes completely impossible below by V_0 so that clearly from a figure. Therefore, also in the inside of the service area distance R, by a competition area, a building, or ** with an other station, as x seal shows, it is unreceivable. Drawing 97 shows the receive state figure of hierarchy broadcast of HDTV which used this invention. As shown in drawing 97, with distance L_a , $C/N=b$ and L_c make $C/N=c$, it becomes $C/N=d$ by $C/N=a$ and L_b , at L_d , and 250, 500, 750, and 1000 image quality are obtained in each receiving area. The area which C/N deteriorates and cannot reproduce less than distance L_a by the image quality of HDTV itself exists. However, reproduction of that from which image quality falls even in such a case can be performed. For example, in F point which receives 250 and a ghost at D point in 750 and a train at a building or B point of **, it is renewable by 250 image quality also at L point which are 250 and a competition area with an other station at 750 and G point automatic in the car. By using hierarchy transmission of this invention as mentioned above, by the method by which the conventional proposal is made, it can receive now also in the area which was not able to carry out reception reproduction, and there is a remarkable effect that the service area of TV office is expanded sharply. As shown in the hierarchy transmission figure of drawing 98, the program D of the same program as the analog broadcasting of the area is broadcast by D_{1-1} channel. By broadcasting other programs C, B, and A by D_{1-2} , D_{2-1} , and D_{2-2} channel, the simulcast of the program D is broadcast certainly in all the areas, and the effect of the formation of many programs of serving other three programs is also acquired, playing the role of simulcast.

[0296](Embodiment of the invention 8) The 7th embodiment of the invention is hereafter described based on a drawing. The embodiment of the invention 8 applies the hierarchical transmission system of this invention to the transmitter-receiver of a cellular phone system. Compression encoding of a call person's sound inputted from the microphone 762 in the block diagram of the transmitter-receiver of the portable telephone of Drawing 115 is carried out to data D_1 of the layered structure mentioned above by the compression zone 405, D_2 , and D_3 . In the time sharing part 765, time sharing is carried out to a predetermined time slot based on timing. In the modulator 4, the abnormal conditions of hierarchical types, such as the above-mentioned SRQAM, are received, and it is in one subcarrier, and is transmitted from the antenna 22 through the antenna shared device 764, and it is received in the base station mentioned later, is transmitted to other base stations or telephone offices, and can communicate with other telephones.

[0297]On the other hand, the communication signal from other telephones is received by the antenna 22 as a transmit radio wave from a base station. In the demodulator 45 of hierarchical types, such as SRQAM, it

restores to this input signal as data of D_1 , D_2 , and D_3 . In the timing circuit 767, a timing signal is detected from a demodulation signal, and this timing signal is sent to the time sharing part 765. It is elongated in the expanding part 503 and demodulation signal D_1 , D_2 , and D_3 become an audio signal, are sent to the loudspeaker 65 and serve as a sound.

[0298]Next, as shown in the block diagram of the base station of Drawing 116, a hexagon or the three circular received cells 768 and 769, and the base station 771,772,773 in each central part of 770, have two or more the same transmitter-receivers 761a-761j as Drawing 115. The data of the same number of channels as the number of transmitter-receivers is transmitted and received. The base station control section 774 connected to each base station always supervises the traffic volume of communication of each base station, and controls the whole control systems of the size of assignment of the channel frequency to each base station, or the received cell of each base station according to this.

[0299]As are shown in the channel capacity traffic distribution map of the conventional system of Drawing 117 and shown to the figure of $d=A$ in the digital communication system of conventional systems, such as QPSK, the transmission capacity of A_{ch} of the received cell 768,770 The data 774d with a wave number utilization efficiency [the] of 2 bits/Hz. It is frequency utilization efficiency with 2 bit/Hz uniform at every point in the data 774d with which the data 774c of the figure of 774b and $d=B$ was aligned. The place where the building concentrated the actual city part like the high density places 775a, 775b, and 775c on the other hand is densely-populated, and communication traffic volume also shows a peak, as shown in the data 774e. There are few amounts of communications in the other surrounding area. As the capacity of the conventional cellular phone was shown in the data 774d to the data 774e of actual traffic volume TF, they were all the areas and the frequency efficiency of the same 2 bit/Hz. That is, there was badness of the efficiency in which the same frequency efficiency as many places also to few places of traffic volume is applied. In the conventional system, frequency assignment was increased in the area with much traffic volume, and the number of channels was increased, and the size of the received cell was made small, and it corresponded. However, increasing the number of channels had restrictions of frequency spectrum. Multiple-value-izing of 16QAM of a conventional system, 64QAM, etc. made transmission power increase. Making the size of a received cell small, increasing the number of cells causes the increase in the number of base stations, and it increases installation cost. There is the above problem.

[0300]Frequency efficiency is made high, frequency efficiency is made high in an area with little traffic volume, and making it low has the efficiency of the whole system ideally raised to an area with much traffic volume by the area with little traffic volume. The above thing is realizable by adoption of the hierarchical transmission system of this invention. This is explained using the channel capacity and the traffic distribution map in the embodiment of the invention 8 of this invention of Drawing 118. The distribution map of Drawing 118 shows the channel capacity on the A-A' line of the received cells 770B and 768,769,770,770a sequentially from a top. The received cell 768,770 uses the frequency of channel group B to which the channel group A received cells 770b and 769,770a do not overlap with channel group A. The number of channels is made to fluctuate these channels with the base station controller 774 of Drawing 116 according to the traffic volume of each received cell. Now, in Drawing 118, $d=A$ shows distribution of the channel capacity of A channel. The channel capacity and TF to which $d=B$ added the channel capacity of B channel, and $d=A+B$ added all the channels show the amount of communications traffics, and P shows distribution of a building and population. Since multilayer hierarchical transmission systems, such as SRQAM explained by the front embodiment of the invention in the received cell 768,769,770, are used, as it is shown in the data 776a, 776b, and 776c, 3 times as much 6 bit/Hz as frequency-utilization-efficiency 2 bit/Hz of QPSK can be obtained by a base station periphery. It decreases with 4 bit/Hz and 2 bit/Hz as it goes to a periphery. If transmission power is not increased, compared with the size of the received cell of QPSK shown in the dotted line 777a, b, and c, the field of 2 bit/Hz will become narrow, but the size of an equivalent received cell is obtained by raising the transmission power of a base station a little. The child station corresponding to 64SRQAM is transmitted and received by modification QPSK which set the shift amount of SRQAM to $S=1$ in the place distant from a base station, and it transmits [in the neighborhood] by a near place and receives further 16 SRQAM at 64SRQAM. Therefore, the maximum transmission power does not increase compared with QPSK. While the transmitter-receiver of 4SRQAM as shows a circuit in the block diagram of simplified Drawing 121 also maintains compatibility, it can communicate with other telephones. The same may be said of the case of 16SRQAM shown in the block diagram of Drawing 122. Therefore, the cordless handset of three modulation

methods exists. In the case of a cellular phone, small measuring nature is important. Since frequency utilization efficiency falls in 4SRQAM, phonecall charges become high, but since a circuit becomes easy, it is suitable for the user of whom a small weight saving is required. in this way, this method -- width -- it can respond to a large use.

[0301]Transmission systems with the distribution from which capacity like $d=A+B$ of Drawing 118 as mentioned above differs are made. By installing a base station according to the traffic volume of TF, there is a big effect that synthetic frequency utilization efficiency improves. Its effect of this invention is high in order to tend to install sub base stations in a part with much traffic, since the microcell method especially with a small cell can install many sub base stations.

[0302]Next, data arrangement of each time slot is explained using the time plot plan of the data of Drawing 119. Drawing 119 (a) shows the time slot of a conventional system, and Drawing 119 (b) shows the time slot of the embodiment of the invention 8. As shown in Drawing 119 (a), the frequency system according to transmission and reception of a conventional system sends the synchronized signal S by the slot 780a of time on the frequency A at the time of the transmission to a child station from Down, i.e., a base station, and sends the sending signal to the cordless handset of A, B, and C channel respectively by the slots 780b, 780c, and 780d. Next, when sending to a base station from the Up side, i.e., a cordless handset, the sending signal of a synchronized signal, a, b, and the c channel is respectively carried out to the time slots 781a, 781b, 781c, and 781d on the frequency B.

[0303]In the case of this invention, since hierarchical transmission systems, such as the above-mentioned 64SRQAM, are used as shown in Drawing 119 (b), it has three hierarchy data, D_1 , D_2 , and each 2 bit/Hz of D_3 . In order to send A_1 and A_2 data by 16SRQAM, as shown in the slots 782b and 782c and the slots 783b and 783c, they serve as a twice [about] as many data rate as this. When sending by the same tone quality, it can send in half time. Therefore, the time slots 782b and 782c become half time. In this way, twice as many transmission capacity as this is obtained near the area of the 2nd hierarchy of 776c of Drawing 118, i.e., a base station. Similarly, transmission and reception of E_1 data are performed by 64SRQAM in the time slots 782g and 783g. Since it has one about 3 times the transmission capacity of this, three channels, 3 times as many E_1 , E_2 , and E_3 , are securable by the same time slot. In this case, the thing of a base station transmitted and received further in the area soon is required. Thus, it is effective in a maximum of about 3 times as many telephone calls being obtained with the same frequency band. However, it is lower than this number in practice at the case where the telephone call of this as is performed near the base station in this case. Actual transmission efficiency falls to about 90%. In order to achieve effect of this invention, it is desirable for the regional distribution of traffic volume and the transmission capacity distribution by this invention to be in agreement. However, as shown in the figure of TF of Drawing 118, in the actual city, the green belt is arranged on the outskirts centering on the street lined with large buildings. Fields and woods are arranged also in the suburbs around the residential area. Therefore, distribution near the figure of TF is carried out. Therefore, the effect which applies this invention is high.

[0304]As for (a), a conventional system (b) shows the method of this invention in the TDMA system time-slot figure of Drawing 120. As shown in Drawing 120 (a), the same frequency band performs transmission to the cordless handset of A and B channel respectively by the time slots 786a and 786b, and transmission from the cordless handset of A and B channel is respectively performed by the time slots 787a and 787b. As shown in Drawing 120 (b), in the case of this invention, in 16SRQAM, A_1 channel is received by the slot 788a, and A_1 channel is transmitted by the slot 788c. Time-slot width becomes [two] in about 1/. In 64SRQAM, D_1 channel is received by the slot 788i, and D_1 channel is transmitted by 788 l. of slots. Time-slot width becomes [three] in about 1/.

[0305]In order to lower especially power consumption, in the slot 788p, E_1 of 16SRQAM is received by one half of time slots, but the slot 788r performs transmission by the usual time-slot 4SRQAM. From 16SRQAM, since power consumption has less 4SRQAM, it is effective in the power consumption at the time of transmission decreasing. However, telex rate gold becomes high only a part with long occupation time. An effect is high when there are little small lightweight type the small cellular phone and battery residual quantity of a battery.

[0306]Since transmission capacity distribution can be set up according to actual traffic distribution as

mentioned above, it is effective in the ability of substantial transmission capacity to raise. Since a base station and a child station can choose the transmission capacity of three or two transmission capacity, lower frequency efficiency and lower power consumption, or raise efficiency conversely and phonecall charges are lowered, or flexibility is high and various effects are acquired. The cordless handset which simplified the circuit and carried out miniaturization and low cost-ization with methods, such as 4SRQAM with low transmission capacity, can also be set up. In this case, the point that the transmission compatibility between all the models can be taken as the front embodiment of the invention explained is one of the features of this invention. In this way, increase of transmission capacity -- the width from a micro machine to a highly efficient machine -- large model deployment can be measured.

[0307](Embodiment of the invention 9) The 9th embodiment of the invention is described based on a drawing below. The embodiment of the invention 9 applies this invention to an OFDM transmission system. The principle-of-operation figure of OFDM of the block diagram of the OFDM transmitter-receiver of Drawing 123 and Drawing 124 is shown. By making an adjoining career intersect perpendicularly, OFDM which is a kind of FDM has the utilization efficiency of a frequency band better than general FDM. Since it is strong to multipath disturbance, such as a ghost, it inquires the object for digital music broadcast, and for digital TV broadcasting. As shown in the principle figure of OFDM of Drawing 124, in the case of OFDM, an input signal is arranged by the serial parallel conversion sections 791, data is arranged at intervals of $1/t_s$ on the frequency axis 793, and subchannel 794 a-e is created. Reverse FFT conversion of this signal is carried out to the time-axis 799 with the modulator 4 with the reverse FFT machine 40, and the sending signal 795 is made. This signal by which reverse FFT was carried out is transmitted during the period of the effective symbol period 796 of t_s , and the guard period 797 of t_g is formed between each symbol.

[0308]Operation of the embodiment of the invention 9 in the case of transmitting and receiving a HDTV signal using the block diagram of the OFDM-CCDM hybrid system of Drawing 123 is explained. It is separated into the picture signal of the layered structure, low-pass D_{1-1} , D(mid-range-low-pass) $_{1-2}$, and D(high region-mid-range-low-pass) $_2$, of three layers by the image encoder 401, and the inputted HDTV signal is inputted into the input part 742. In the 1st data row input part 743, D_{1-1} signal is carried out in high ECC code-ization of Code gain, and D_{1-2} signal is coded in ECC of the usual code gain. Time-sharing multiplexing is carried out by the TDM section 743, and D_{1-1} and D_{2-2} become D_1 signal, and are inputted into the D_1 serial parallel converter 791a of the modulator 852a. D_1 signal becomes n parallel data and are the n C-CDM modulators 4a and 4b... It is inputted into the 1st input part.

[0309]On the other hand, in the 2nd data row input part 744 of the input part 742, ECC (Error Correction Code) coding is carried out in the ECC section 744a, and D_2 of a high-frequency component signal is trellis-code-ized in the trellis encoder 744b, It is inputted into the D_2 in-series parallel machine 791b of the modulator 852a, and becomes n parallel data, and they are the C-CDM modulators 4a and 4b... It is inputted into the 2nd input part. D_1 data of the 1st input part, and the D_2 data of the 2nd input part -- each C-CDM modulators 4a, 4b, and 4c -- in ..., C-CDM abnormal conditions are carried out at 16SRQAM etc. the career with which this n C-CDM modulator also adjoins [both] the career of each different frequency suddenly -- 794a, 794b, and 794c of Drawing 124 -- it is on frequency-axis top 793, intersecting perpendicularly, as shown in ..In this way, n modulating signals by which C-CDM abnormal conditions were carried out are mapped by reverse FFT circuit 40 from the frequency-axis dimension 793 at the dimension 790 of a time-axis, and turn into the time signals 796a and 796b of the effective symbol length of t_s , etc. Among the effective symbol time belts 796a and 796b, in order to reduce multipath disturbance, the guard-times belt 797a of T_g second is formed. It is the time-axis-signal level figure of Drawing 129 which expressed this with the time-axis and the signal level, and T_g of the guard-times belt 797a is determined according to a use from the influence time of a multipass. By setting up T_g for a long time than the influence time of multipasses, such as TV ghost, at the time of reception, the modulating signal from reverse FFT circuit 40 turns into one signal, turns into an RF signal and is transmitted by the transmission section 5 by the parallel-serial converter 40b.

[0310]Next, operation of the receiver 43 is described. It is shown in the time-axis symbol signal 796e of Drawing 124. An input signal is inputted into the input part 24 of Drawing 123, and is inputted and digitized by the modulation part 852b, and it is developed by the fourier coefficient by FFT section 40a, and as shown in

Drawing 124, it is mapped by the frequency axis 793a from the time-axis 799. It is changed into the careers 794a and 794b of the signal of a frequency axis, etc. from the time-axis symbol signal of Drawing 124. Since these careers lie at right angles mutually, they can separate each modulating signal. 16SRQAM etc. which are shown in Drawing 125 (b) get over, and it is sent to each C-CDM demodulators 45a and 45b. And in each C-CDM demodulation section 45a of the C-CDM demodulator 45, b, etc., It gets over to a hierarchical type and the sub signal of D_1 and D_2 gets over, by D_1 parallel-serial converter 852a and D_2 parallel-serial converter 852b, it becomes an in-series signal and the original D_1 and D_2 signal get over. In this case, since the hierarchy transmission system using C-CDM as shown in Drawing 125 (b) is used, only D_1 signal gets over in a receiving condition with bad C/N-ary, and both D_1 and D_2 signal get over in a good receiving condition. In the outputting part 757, it restores to D_1 signal to which it restored. Since Cord Caine of a D_{1-1} signal error correction is high compared with D_{1-2} signal, the error signal of D_{1-1} signal is reproduced also on the conditions that a receiving condition is worse. D_{1-1} signal — the — it becomes a low-pass signal of LDTV by the 1-1 image decoder 402c, and D_{1-2} signal turns into a signal of the mid-range ingredient of EDTV by 402 d the one to 2nd image decoder, and is outputted.

[0311]Trellis decoding is carried out, and D_2 signal serves as a high-frequency component of HDTV, and is outputted by the 2nd image decoder 402b. Only by the above-mentioned low-pass signal, by outputting LDTV and adding the above-mentioned mid-range ingredient, the EDTV signal of a wide NTSC grade is outputted and a HDTV signal is compounded by adding the above-mentioned high-frequency component further. The television signal of the image quality according to receiving C/N is receivable like a front embodiment of the invention. In the case of the embodiment of the invention 9, by using combining OFDM and C-CDM, unrealizable hierarchical transmission is realizable by OFDM itself. receiving the curve 805 of the conventional OFDM-TCM modulating signal, as shown in error rate C/N of Drawing 130 — the C-CDM-OFDM system of this invention — subchannel 1 as for 807a, an error rate falls — subchannel 2 An error rate goes up 807b. In this way, a hierarchical type is realized.

[0312]Since OFDM has stored the interference signal of the multipass during the guard period T_g to be sure, it is strong to multipasses, such as TV ghost. Therefore, it can use for the digital TV broadcasting for the television receivers of a car. However, since it is not hierarchical transmission, it is unreceivable by below SURESHIHORUDO of a certain fixed C/N. By combining with C-CDM of this invention, two of the picture reception (Gradiational Degradation) according to degradation of C/N are strongly realizable to a multipass. When carrying out TV reception by automatic in the car, not only a multipass but C/N-ary deteriorate. Therefore, the service area of a TV broadcast station does not spread so much only in the measure against a multipass. However, by combining with C-CDM of hierarchical transmission, even if C/N deteriorates considerably, it is receivable in LDTV grades. On the other hand, since screen size is usually 100 suns or less in the case of TV for cars, image quality sufficient in LDTV grades is obtained. It is effective in the service area of the LDTV grade of automobile TV being expanded sharply. If OFDM is used for all the zones of HDTV, in semiconductor technology at present, the circuit structure of DSP will become large. Then, how to send only D_{1-1} of a low-pass television signal by OFDM is shown. As shown in the block diagram of Drawing 138, this invention carries out C-CDM multiplexing of two, D_{1-2} of the mid-range ingredient of HDTV, and a high-frequency component, and D_2 signal, and it transmits with the frequency band A by FDM40D. Frequency separation of the signal received by the receiver end on the other hand is carried out by FDM40e, it restores to it with the C-CDM demodulator 4b of this invention, and the mid-range ingredient and high-frequency component of HDTV are reproduced like Drawing 123. Since it is the same as the embodiments of the invention 1, 2, and 3, operation of the image decoder in this case is omitted.

[0313]Next, D_{1-1} signal which is a low-pass signal of MPEG1 grade of HDTV turns into a parallel signal by the in-series parallel converter 791, and the abnormal conditions of QPSK or 16QAM are received in the OFDM converter 852C. It is changed into the signal of a time-axis by the reverse FFT machine 40, and is transmitted by FDM40d with the frequency band B.

[0314]On the other hand in the FDM section 40e, frequency separation of the signal received with the receiver 43 is carried out. In the OFDM demodulation section 852d, it becomes a signal of many frequency

axes by FFT40a, It gets over with each demodulators 45a and 45b, D_{1-1} signal gets over by the parallel-serial converter 852a, and D_{1-1} signal of a LDTV grade is outputted from the receiver 43 like Drawing 123.

[0315]In this way, hierarchy transmission to which OFDM only of the LDTV signal was carried out is realized. In the complicated circuit of OFDM, only a LDTV signal is by using the method of Drawing 138. Compared with a HDTV signal, LDTV signals are 1/20 of the bit rates. Therefore, the circuit structure of OFDM will be 1/20, and the whole circuit structure becomes small sharply.

[0316]With the transmission system strong against a multipass, with a mobile station like [at the time of reception of portable TV or automobile TV, and digital music broadcast reception of a car], multipath disturbance of OFDM is serious and the use to change is going to be applied to it as a key objective. In such a use, the small screen size of 10 inches or less of 4 to 8 inches is in use. Therefore, the method which carries out OFDM modulation of all high resolution television signals like HDTV or EDTV has a low effect considering the expense to spend, and reception of the television signal of a LDTV grade is enough for automobile TV. On the other hand, since the multipass is always constant in a fixed station like home TV, it is easy to take the measures against a multipass. For this reason, the effect of OFDM is not high other than a strong ghost area. It is not a best policy to use OFDM for the inside high-frequency component of HDTV in the actual condition that the circuit structure of OFDM is large. Therefore, the method of using OFDM shown in Drawing 138 of this invention only for a low-pass television signal, By *****, there is a big effect that the circuit structure of OFDM is sharply reducible to 1/10 or less, about the effect of OFDM of reducing sharply the multipath disturbance of LDTV received in mobile stations, such as a car.

[0317]In Drawing 138, although OFDM modulation only of the D_{1-1} is carried out, OFDM modulation of D_{1-2} can also be carried out to D_{1-1} . In this case, since D_{1-1} and D_{1-2} can perform 2 hierarchy transmission of C-CDM, Also in mobiles, such as a car, hierarchical broadcast strong against a multi-pulse is realized, and the effect of Graditional Degradation that the picture of the image quality [SDTV / LDTV and] according to a receiving level or antenna sensitivity is receivable is born in a mobile.

[0318]In this way, hierarchy transmission of this invention is attained and various effects mentioned above are acquired. In the case of OFDM, since it is strong to especially a multipass, the effect that degradation of the data-communications grade according to degradation of the receiving level is strongly obtained to a multipass is acquired by combining with hierarchy transmission of this invention.

[0319]As a method of realizing a layered structure type transmission system, as shown in Drawing 126 (a), The frequency guard belt 802a which sets the 1st layer of each subchannel 794 a-c of FDM to 801a, and sets the 2nd layer of subchannel 794 d-f to 801b and as for which fg becomes in the middle is formed, By establishing the power difference 802b as for which Pg becomes as shown in Drawing 126 (b), the 1st layer of the transmission power [the 2nd layer of] of 801b can be differentiated with 801a.

[0320]If this is used, the 1st layer of the electric power of 801a can be increased in the range which does not do disturbance to analog TV broadcast as shown in Drawing 108 (d) explained above. In this case, as shown in Drawing 108 (e), the 2nd layer of the SURESHIHORUDO value of C/N-ary in which the 1st layer of reception of 801a is possible becomes low compared with 801b. Therefore, the effect that the 1st layer becomes receivable [801a] also in the area where a signal level is low, or an area with many noises is acquired. As shown in Drawing 147, hierarchy transmission of a bilayer is realized. This is called in a Power-Weighted-OFDM system (PW-OFDM) and the text. By combining the C-CDM method of above-mentioned this invention with PW-OFDM of this embodiment of the invention, as shown in Drawing 108 (e), hierarchies increase in number and it becomes three layers, and it is effective in a ready-for-receiving ability area spreading more.

[0321]As a concrete circuit is shown in Drawing 144, OFDM modulation of the 1st layer data is carried out by reverse FFT40 with the modulators 4a-4c with large amplitude via the 1st data row circuit 791a at career $f_1 - f_3$. Via the 2nd data row circuit 791b, by career $f_6 - f_8$, OFDM modulation of the 2nd layer data is carried out by reverse FFT40, and it is transmitted with the modulators 4d-4f of the usual amplitude.

[0322]An input signal is divided into the signal which has a career of $f_1 - f_n$ by FFT40a of the receiver 43, In the 1st layer of a 1st data row D_1 jam, 801a gets over with the demodulators 45a-45c, and, in the 2nd layer of a 2nd data row D_2 jam, 801b recovers career $f_1 - f_3$ from career $f_6 - f_8$.

[0323]Since the electric power of 801a is large the 1st layer, also in the weak area of a signal, it is receivable. In this way, two-layer hierarchical transmission is realized by PW-OFDM. If PW-OFDM is combined with C-

CDM, the hierarchy of 3-4 layers will be realized. The case of the block diagram of Drawing 123, and since other operations of Drawing 144 have the same operation, they omit explanation.

[0324]Now, the hierarchization method of the Time-Weighted-OFDM (TW-OFDM) method of this invention is described below. Since an OFDM system has the guard-times belt t_g as stated above, if time delay t_M of a ghost, i.e., a multipath signal, fills the conditional expression of $t_M < t_g$, the influence of a ghost can be lost. In a fixed station like the television receiver of an ordinary home, as small as several microseconds, since t_M is constant, it is easy to cancel. However, like a mounted television receiver, in the case of a mobile station, in order for there not to be t_M as it is greatly set to about tens of microseconds since there are many reflected waves, and to change with movement, cancellation is difficult. Therefore, it is expected that the hierarchization to a multipass is needed.

[0325]If the method of hierarchization of an embodiment of the invention is described, the symbol of the subchannel of an A horizon will become strong to a ghost by taking the large guard times t_{ga} of the Ath layer compared with the guard times t_{gb} of the Bth layer, as shown in Drawing 146. In this way, hierarchical transmission to a multipass is realized by Weighting of guard times. This method is called Guard-Time-Weighted-OFDM (GTW-OFDM). When the number of symbols of the symbol time T_s of the Ath [further] layer and the Bth layer is set as the same number, the larger symbol time t_{sa} of A than the symbol time t_{sb} of B is taken. Then, it is $**f_a < **f_b$ when the interval of the carrier of A and B is set to $**f_a$ and $**f_b$ on a frequency axis by this, respectively. For this reason, compared with the symbol of B, the error rate at the time of restoring to the symbol of A $**$ becomes low. In this way, two-layer hierarchization to the multipass of the Ath layer and the Bth layer is realized by differentiation of Weighting of the symbol time T_s . This method is called Carrier-Spacing-Weighted-OFDM (CSW-OFDM). It becomes receivable [low resolution TV was stabilized like a mounted television receiver as for reception of conditions with many ghosts for it to be] by realizing two-layer hierarchy transmission using GTW-OFDM, transmitting the television signal of a low resolution in the Ath layer, and transmitting a high-frequency component by the Bth layer. The big effect that reception further stable in low mounted TV of a received signal level can be performed realizes hierarchization to C/N of the Ath layer and the Bth layer by combining GTW-OFDM by differentiation of the symbol time t_s using CSW-OFDM. High resolution is not required in TV of a mounted use or a portable way. Since the time ratio of symbol time including a low resolution television signal is small, $*****$ seldom lowers the whole transmission efficiency only for these guard times for a long time. Without almost affecting transmission efficiency by taking the measures against a multipass with emphasis on a low resolution television signal using GTW-OFDM of an embodiment of the invention Therefore, a mobile station like portable TV or mounted TV, There is a big effect of realizing hierarchical TV broadcast which reconciled a fixed station like domestic TV. In this case, it becomes receivable [the mobile station where the hierarchization to C/N was added and which was stabilized further] by combining with CSW-OFDM or C-CDM as mentioned above.

[0326]If the influence of a multipass is explained concretely, as shown in Drawing 145 (a), when a time delay is short multipass 810 a-d, the 1st $**$ and the signal of the 2nd layer can be received, and it can restore to the signal of HDTV. Since the guard times of B signal of the 2nd layer and T_{gb} are short, it becomes impossible however, to get over in long multipass 811 a-d, as shown in Drawing 145 (b). In this case, since A signal of the 1st layer has the long guard times T_{ga} , it is not influenced by a multipass with a long time delay. The high-frequency component of TV is included in B signal as mentioned above, and since the low-pass ingredient of TV is contained in A signal, by TV for mount, LDTV is renewable, for example. Since the larger symbol time T_{sa} of the 1st [further] layer than T_{sb} is taken, the 1st layer is strong also to degradation of C/N.

[0327]In this way, by carrying out differentiation of guard times and symbol time, hierarchization of the two dimensions of OFDM becomes possible with easy composition. By combining with guard-times differentiation and C-CDM with composition as shown in Drawing 123, hierarchization of the both sides of a multipass, and C / N-ary degradation can be measured.

[0328]It states in detail here using a concrete example. The reflected wave of multipath delay time T_M increases more than a direct wave, and it becomes large, so that a D/U ratio is small. For example, as shown in Drawing 148, in D/U<30dB, the influence of a reflected wave becomes large and is set to 30 microseconds or more. By taking T_g for 50 microseconds or more, as shown in Drawing 148, it is receivable also on the

worst conditions. therefore, each symbol among the cycles of 2 ms shown in Drawing 149 (b) to 1 sec of television signals as concretely shown in Drawing 149 (a) -- the 1st -- layer 801a and the 2nd -- layer 801b -- the 3rd layer is divided into the group of three hierarchies of 801c, and it is shown in Drawing 149 (c). Each group's guard times 797a, 797b, and 797c, i.e., Tga, Tgb, and Tgc for example, by carrying out 50 microseconds, 5 microseconds, 1 microsecond, and weighting, and setting up. Hierarchical broadcast about of three hierarchies' of the hierarchies' 801a, 801b, and 801c as show in Drawing 150 multipass is realized. If GTW-OFDM is applied to all the image quality, naturally transmission efficiency will fall. However, there is an effect which the whole transmission efficiency falls not much, and twists and says by taking the measures against a multipass of GTW-OFDM only against the image quality signal of LDTV with little amount of information. In 801a, since the guard times Tg are for 50 microseconds of 30 microseconds or more, especially the 1st layer of the television receiver for mount can also be received. A circuit uses what was shown in the block diagram of Drawing 127. Since the image quality of a LDTV grade may be sufficient as especially TV for mount, the transmission capacity of about 1 Mbps of MPEG1 class may be sufficient as it. Therefore, since it can take 2 Mbps if symbol time 796aTsa is taken for 200 microseconds to the cycle of 2 ms as shown in Drawing 149, it is good, Since it becomes near the 1Mbps and the image quality of a LDTV grade is obtained even if it furthermore lowers a symbol rate to a half, transmission efficiency falls a little by CSW-OFDM of this invention, but an error rate becomes low. When especially C-CDM of this invention is combined with GTW-OFDM, since transmission efficiency does not fall, an effect is still higher. In Drawing 149, the symbol time 796a, 796b, and 796c is differentiated to the same number of symbols at 200 microseconds, 150 microseconds, and 100 microseconds. Therefore, the error rate serves as hierarchical transmission which becomes high at the order of the 1st layer, the 2nd layer, and the 3rd layer.

[0329] Hierarchical transmission is simultaneously realized also to C/N. As shown in Drawing 151, with the combination of CSW-OFDM and CSW-OFDM, hierarchical transmission of the two dimensions of a multipass and C/N is realized. It can realize, even if it combines CSW-OFDM and C-CDM of this invention as mentioned above, and it is effective in that there is little decline in the whole transmission efficiency in this case. The 1st layer of 801a and the reception in which the LDTV grade was stabilized [in / the 1-2nd layer / 851a and a use with low C/N, for example, TVReceiver for the mount in 851a in which multipass T_M is large the one to 3rd layer,] can be performed. In the fixed station of 801b and the receiving area whose C/N is low like [in 851b] the fringe area of a service area the two to 3rd layer and which has many ghosts, the 2nd layer of reception of the SDTV grade of standard resolution can be performed. In 801c, since [with C/N high the 3rd layer and a large direct wave / which occupies more than half of a service area] there are few ghosts, it is receivable by the image quality of a HDTV grade. In this way, hierarchical broadcast of the two dimensions of C/N and a multipass is realized. Thus, a big effect is acquired with GTW-OFDM of this invention, the combination of C-CDM, or the combination of GTW-OFDM and CSW-C-CDM. Although the hierarchical broadcasting format to C/N is proposed conventionally, hierarchical broadcast of the two-dimensional matrix type of C/N and a multipass is realized by this invention.

[0330] The time plot plan of the television signal of three hierarchies of concrete HDTV of hierarchical broadcast of the two dimensions of three layers of three layers and multipass of C/N, SDTV, and LDTV is shown in Drawing 152. As shown in a figure, LDTV is arranged into the slot 796a1 of the 1st hierarchy of an A horizon strong against the No. 1 multipass, and into the slot 796a2 strong against a multipass next, or the slot 796b1 strong against C/N degradation, important HP signals, such as a synchronized signal of SDTV and an address signal, are arranged. To the 2nd layer of a B horizon, and three layers, HP signal, the general signal, i.e., LP gas signal, of SDTV, of HDTV is arranged. To C layer, high-frequency component television signals, such as SDTV, EDTV, and HDTV, are arranged at 1 and 2 or 3 layers.

[0331] In this case, the more it makes it strong to CN degradation or a multipass, in order that a transmission rate may fall the more, the resolution of a television signal decreases, and the effect which is not in the former that three-dimensional GracefulDegradation is realized as shown in Drawing 153 is acquired by this invention. Drawing 153 expresses hierarchical broadcast of the three-dimensional structure of this invention with CNR, multipath delay time, and three parameters of a transmission rate.

[0332] The combination of GTW-OFDM of this invention, and C-CDM of above-mentioned this invention. Although the embodiment of the invention was described using the example from which a two-dimensional layered structure is acquired with the combination of GTW-OFDM and CSW-C-CDM, or the combination of GTW-OFDM and Power-Weighted-OFDM, Even if it combines with GTW-OFDM and the hierarchy

transmission system of other CNR(s), two-dimensional hierarchical broadcast is realized.

[0333]Although one feature of the hierarchical transmission system of this invention raises frequency utilization efficiency, for some receivers, electric power utilization efficiency falls considerably. Therefore, it is applicable to no transmission systems. For example, if it is a satellite communication system between specific addressees, that of a frog is the method that economical efficiency is the highest, for the apparatus of the highest frequency utilization efficiency acquired at the stage, and the highest electric power utilization efficiency. In such a case, it is not necessary to necessarily use this invention.

[0334]However, in the case of a satellite broadcasting method or a terrestrial broadcasting method, a hierarchical transmission system like this invention is required. Because, in the case of the standard of satellite broadcasting, the perpetuity for 50 years or more is searched for. Although this period and a broadcasting standard are not changed, in connection with technical innovation, the transmission power of a satellite improves by leaps and bounds. The broadcasting station must perform broadcast which is compatible so that the receiver manufactured also in this time in the future tens of years after can carry out reception viewing and listening of the TV program. If this invention is used, the effect of the compatibility of the existing NTSC broadcast and HDTV broadcast and the extendibility of the future amount of information transmissions will be acquired.

[0335]In this invention, although greater importance is attached than to power efficiency to frequency efficiency, the receiver which provided design receiving sensitivity in the receiver end according to each transmission stage and which it is several kinds respectively is set up.

It becomes unnecessary therefore, to increase the electric power of a transmitter so much.

For this reason, it is ability ready for sending enough also in the small satellite of the present electric power. Since it can transmit by the same standard even when transmission power increases in the future, future-extension nature and the compatibility between old and new receivers are acquired. A prominent effect is acquired when this invention is used for a satellite broadcasting standard, as stated above.

[0336]When the hierarchical transmission system of this invention is used for terrestrial broadcasting, since it is not necessary to take electric power utilization efficiency into consideration at all, it is easier to carry out this invention than satellite broadcasting. By the conventional digital HDTV broadcasting format, there is an effect of the compatibility of the prominent effect of decreasing sharply the non-receipt area in the service area which existed, above-mentioned NTSC, a HDTV receiver, or a receiving set, as mentioned above. The service area at the time of seeing from the sponsor of TV program is effective in expanding substantially. Although the embodiment of the invention explained using the example which used the modulation method of QPSK, 16QAM, and 32QAM, it cannot be overemphasized that it is applicable to 64QAM, 128QAM, 256QAM, etc. It cannot be overemphasized that it is also applicable to PSK and ASK of a multiple value, or FSK as explained using figures. Although the embodiment of the invention transmitted combining this invention and TDM was described, it can also transmit combining FDM, CDMA, or a diffusion communication method.

[0337]Although one feature of the hierarchical transmission system of this invention raises frequency utilization efficiency, for some receivers, electric power utilization efficiency falls considerably. Therefore, it is applicable to no transmission systems. For example, if it is a satellite communication system between specific addressees, that of a frog is the method that economical efficiency is the highest, for the apparatus of the highest frequency utilization efficiency acquired at the stage, and the highest electric power utilization efficiency. In such a case, it is not necessary to necessarily use this invention.

[0338]However, in the case of a satellite broadcasting method or a terrestrial broadcasting method, a hierarchical transmission system like this invention is required. Because, in the case of the standard of satellite broadcasting, the perpetuity for 50 years or more is searched for. Although this period and a broadcasting standard are not changed, in connection with technical innovation, the transmission power of a satellite improves by leaps and bounds. The broadcasting station must perform broadcast which is compatible so that the receiver manufactured also in this time in the future tens of years after can carry out reception viewing and listening of the TV program. If this invention is used, the effect of the compatibility of the existing NTSC broadcast and HDTV broadcast and the extendibility of the future amount of information transmissions will be acquired.

[0339]In this invention, although greater importance is attached than to power efficiency to frequency efficiency, the receiver which provided design receiving sensitivity in the receiver end according to each transmission stage and which it is several kinds respectively is set up.

It becomes unnecessary therefore, to increase the electric power of a transmitter so much.

For this reason, it is ability ready for sending enough also in the small satellite of the present electric power. Since it can transmit by the same standard even when transmission power increases in the future, future-extension nature and the compatibility between old and new receivers are acquired. A prominent effect is acquired when this invention is used for a satellite broadcasting standard, as stated above.

[0340]When the hierarchical transmission system of this invention is used for terrestrial broadcasting, since it is not necessary to take electric power utilization efficiency into consideration at all, it is easier to carry out this invention than satellite broadcasting. By the conventional digital HDTV broadcasting format, there is an effect of the compatibility of the prominent effect of decreasing sharply the non-receipt area in the service area which existed, above-mentioned NTSC, a HDTV receiver, or a receiving set, as mentioned above. The service area at the time of seeing from the sponsor of TV program is effective in expanding substantially. Although the embodiment of the invention explained using the example which used the modulation method of 16QAM and 32QAM, it cannot be overemphasized that it is applicable to 64QAM, 128QAM, 256QAM, etc. It cannot be overemphasized that it is also applicable to PSK and ASK of a multiple value, or FSK as explained using figures.

[0341]

[Effect of the Invention]The modulation part which generates the signal point of the m value which modulates a signal input part and several subcarriers from which a phase differs with the input signal from the above-mentioned input part by this invention as mentioned above, and comes on a signal vector figure, In the transmission equipment which consists of a transmission section which transmits a modulating signal, and performs data communications, the 1st data row and the 2nd data row of an n value are inputted, Divide the above-mentioned signal into n grouping signal points, transmit with the transmitter of these grouping signal points which assigns respectively the data of the 1st data row, assigns each data of the 2nd data constellation and transmits to each signal point in the above-mentioned grouping signal points, and a signal The input part of this sending signal, In the demodulator which restores to the QAM modulated wave of the signal point of p value, and the receiving set which has an outputting part, the above-mentioned signal point is divided into the grouping signal points of an n value on a signal space diagram, The 1st data row of each grouping-signal-points n value is made to correspond, and it gets over, and recovery reproduction of the data of the 2nd data row of p/n value is carried out, and data is transmitted to the signal point of abbreviated $**p / n$ value in grouping signal points using a receiving set.

For example, with the modulator 4 of the transmitter 1, assign data to grouping signal points for the 1st data row, the 2nd data row, and the 3rd data row of an n value, and the QAM modulating signal of a modified m value is transmitted therefore, In the 1st receiver 23, the 1st data row of an n value by restoring to the 1st data row and the 2nd data row in the 2nd receiver 33, and restoring to the 1st data row, the 2nd data row, and the 3rd data row with the 3rd receiver 43 with the demodulator 25, the multi-level modulation wave which modulated the data of a maximum of m values as an effect -- $n < m$ -- transmission equipment with the compatibility whose recovery of the data of an n value was enabled also with the receiver only with the recovery capability of an n value, and possibilities is obtained.

When distance with the signal point nearest to the starting point, an I-axis, or a Q-axis is set to f among the signal points of a QAM method, hierarchical transmission is attained by shifting the above-mentioned signal point so that this distance may serve as nf which becomes $n > 1$.

[0342]An NTSC signal to this transmission system by transmitting the difference signal of the 1st data row, and HDTV and NTSC as the 2nd data row, There is compatibility of NTSC broadcast and HDTV broadcast in satellite broadcasting, digital broadcasting with the high extendibility of the amount of information becomes possible, and there is a prominent effect of expansion of a service area and dissolution of a non-receipt area in terrestrial broadcasting.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.*** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

- [Drawing 1]The lineblock diagram showing the whole system of the transmission equipment in the 1st embodiment of the invention of this invention
- [Drawing 2]The block diagram of the transmitter 1 of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 3]The vector diagram of the sending signal of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 4]The vector diagram of the sending signal of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 5]The quota figure of the code to the signal point of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 6]The coding figure to the grouping signal points of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 7]The coding figure to the signal point in the grouping signal points of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 8]The coding figure to the grouping signal points and the signal point of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 9]The threshold constitutional diagram of the grouping signal points of the sending signal of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 10]The vector diagram of modification sexadecimal-of-hexadecimal QAM of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 11]The related figure of antenna radius r_2 of the embodiment of the invention 1 of this invention, and the transmission power ratio n
- [Drawing 12]The figure of the signal point of modification 64 value QAM of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 13]The related figure of antenna radius r_3 of the embodiment of the invention 1 of this invention, and the transmission power ratio n
- [Drawing 14]The vector diagram of the signal group of modification 64 value QAM of the embodiment of the invention 1 of this invention, and a sub-signal point group
- [Drawing 15]The explanatory view of ratio A_1 of modification 64 value QAM of the embodiment of the invention 1 of this invention, and A_2
- [Drawing 16]Antenna radius r_2 of the embodiment of the invention 1 of this invention, r_3 and transmission power ratio n_{16} , the related figure of n_{64}
- [Drawing 17]The block diagram of the digital transmitter of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 18]The signal space diagram figure of 4 PSK modulation of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 19]The block diagram of the 1st receiver of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 20]The signal space diagram figure of 4 PSK-modulation Shin of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 21]The block diagram of the 2nd receiver of the embodiment of the invention 1 of this invention
- [Drawing 22]The signal vector figure of modification sexadecimal-of-hexadecimal QAM of the embodiment of the invention 1 of this invention

[Drawing 23]The signal vector figure of modification 64 value QAM of the embodiment of the invention 1 of this invention

[Drawing 24]The flow chart of the embodiment of the invention 1 of this invention

[Drawing 25](a) is a signal vector figure of octal QAM of the embodiment of the invention 1 of this invention. (b) is a signal vector figure of sexadecimal-of-hexadecimal QAM of the embodiment of the invention 1 of this invention.

[Drawing 26]The block diagram of the 3rd receiver of the embodiment of the invention 1 of this invention

[Drawing 27]The figure of the signal point of modification 64 value QAM of the embodiment of the invention 1 of this invention

[Drawing 28]The flow chart of the embodiment of the invention 1 of this invention

[Drawing 29]The lineblock diagram of the whole transmission systems in the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 30]The block diagram of the 1st image encoder of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 31]The block diagram of the 1st image decoder of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 32]The block diagram of the 2nd image decoder of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 33]The block diagram of the 3rd image decoder of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 34]The explanatory view of the time-multiplexing of D_1 of the embodiment of the invention 3 of this invention, D_2 , and D_3 signal

[Drawing 35]The explanatory view of the time-multiplexing of D_1 of the embodiment of the invention 3 of this invention, D_2 , and D_3 signal

[Drawing 36]The explanatory view of the time-multiplexing of D_1 of the embodiment of the invention 3 of this invention, D_2 , and D_3 signal

[Drawing 37]The lineblock diagram of the whole system of the transmission equipment in the embodiment of the invention 4 of this invention

[Drawing 38]The vector diagram of the signal point of modification 16QAM in the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 39]The vector diagram of the signal point of modification 16QAM in the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 40]The vector diagram of the signal point of modification 64QAM in the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 41]The signal plot plan on the time-axis of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 42]The signal plot plan on the time-axis of the TDMA system of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 43]The block diagram of the subcarrier regenerative circuit of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 44]The principle figure of subcarrier reproduction of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 45]The block diagram of the subcarrier regenerative circuit of the inverse modulation method of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 46]The signal-point-arrangement figure of the 16QAM signal of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 47]The signal-point-arrangement figure of the 64QAM signal of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 48]The block diagram of the subcarrier regenerative circuit of 16 multiplying methods of the embodiment of the invention 3 of this invention

[Drawing 49]The explanatory view of the time-multiplexing of D_{V1} of the embodiment of the invention 3 of this invention, D_{H1} , D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} , and D_{H3} signal

[Drawing 50]The explanatory view of the time-multiplexing of the TDMA system of D_{V1} of the embodiment of the invention 3 of this invention, D_{H1} , D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} , and D_{H3} signal

[Drawing 51]The explanatory view of the time-multiplexing of the TDMA system of D_{V1} of the embodiment of the invention 3 of this invention, D_{H1} , D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} , and D_{H3} signal

[Drawing 52]The reception interference field figure of the conventional system in the embodiment of the invention 4 of this invention

[Drawing 53]The reception interference field figure in the case of the hierarchical broadcasting format in the embodiment of the invention 4 of this invention

[Drawing 54]The reception interference field figure of the conventional system in the embodiment of the invention 4 of this invention

[Drawing 55]The reception interference field figure in the case of the hierarchical broadcasting format in the embodiment of the invention 4 of this invention

[Drawing 56]The reception interference field figure of two digital broadcasting stations in the embodiment of the invention 4 of this invention

[Drawing 57]The signal-point-arrangement figure of the modification 4ASK signal in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 58]The signal-point-arrangement figure of modification 4ASK in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 59](a) is a signal-point-arrangement figure of modification 4ASK in the embodiment of the invention 5 of this invention.

(b) is a signal-point-arrangement figure of modification 4ASK in the embodiment of the invention 5 of this invention.

[Drawing 60]The signal-point-arrangement figure of the modification 4ASK signal in the case of low C/N-ary in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 61]The block diagram of the transmitter in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 62](a) is a frequency distribution figure of the ASK modulation signal in the embodiment of the invention 5 of this invention.

(b) is a frequency distribution figure of the ASK modulation signal in the embodiment of the invention 5 of this invention.

[Drawing 63]The block diagram of the receiver in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 64]The block diagram of the video-signal transmitter in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 65]The block diagram of the whole television receiver in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 66]The block diagram of another television receiver in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 67]The block diagram of the satellite and ground television receiver in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 68]The signal-point-arrangement figure of the octal ASK signal in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 69]Another block diagram of the image encoder in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 70]The block diagram of the image encoder of one separation circuits in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 71]The block diagram of the image decoder in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 72]The block diagram of the image decoder of one composing device in the embodiment of the invention 5 of this invention

[Drawing 73]The time plot plan of the sending signal of the embodiment of the invention 5 by this invention

[Drawing 74](a) is a block diagram of the image decoder of the embodiment of the invention 5 by this invention.

(b) is a time plot plan of the sending signal of the embodiment of the invention 5 by this invention.

[Drawing 75]The time plot plan of the sending signal of the embodiment of the invention 5 by this invention

- [Drawing 76]The time plot plan of the sending signal of the embodiment of the invention 5 by this invention
- [Drawing 77]The time plot plan of the sending signal of the embodiment of the invention 5 by this invention
- [Drawing 78]The block diagram of the image decoder of the embodiment of the invention 5 by this invention
- [Drawing 79]The time plot plan of the sending signal of three hierarchies of the embodiment of the invention 5 by this invention
- [Drawing 80]The block diagram of the image decoder of the embodiment of the invention 5 by this invention
- [Drawing 81]The time plot plan of the sending signal of the embodiment of the invention 5 by this invention
- [Drawing 82]The block diagram of the image decoder of the five embodiment of the invention D1 by this invention
- [Drawing 83]The frequency-time chart of the frequency modulation signal of the embodiment of the invention 5 by this invention
- [Drawing 84]The block diagram of the magnetic recorder and reproducing device of the embodiment of the invention 5 by this invention
- [Drawing 85]The related figure of C/N of the embodiment of the invention 2, and a hierarchy number by this invention
- [Drawing 86]The related figure of the transmission distance of the embodiment of the invention 2, and C/N by this invention
- [Drawing 87]The block diagram of the transmitter of the embodiment of the invention 2 by this invention
- [Drawing 88]The block diagram of the receiver of the embodiment of the invention 2 by this invention
- [Drawing 89]It is a related figure of the C/N-error rate of ***** 2 to this invention.
- [Drawing 90]The reception interference field figure of three hierarchies of the embodiment of the invention 5 by this invention
- [Drawing 91]The reception interference field figure of four hierarchies of the embodiment of the invention 6 by this invention
- [Drawing 92]The hierarchy transmission figure of the embodiment of the invention 6 by this invention
- [Drawing 93]The block diagram of the separation circuits of the embodiment of the invention 6 by this invention
- [Drawing 94]The block diagram of the synchronizer of the embodiment of the invention 6 by this invention
- [Drawing 95]The transmission layered structure figure of the embodiment of the invention 6 by this invention
- [Drawing 96]The receive state figure of the digital TV broadcasting of a conventional system
- [Drawing 97]The receive state figure of digital TV hierarchy broadcast of the embodiment of the invention 6 by this invention
- [Drawing 98]The transmission layered structure figure of the embodiment of the invention 6 by this invention
- [Drawing 99]The vector diagram of 16SRQAM of the embodiment of the invention 3 by this invention
- [Drawing 100]The vector diagram of 32SRQAM of the embodiment of the invention 3 by this invention
- [Drawing 101]The related figure of the C/N-error rate of the embodiment of the invention 3 by this invention
- [Drawing 102]The related figure of the C/N-error rate of the embodiment of the invention 3 by this invention
- [Drawing 103]The related figure of C/N required for shift amount n of the embodiment of the invention 3 and transmission by this invention
- [Drawing 104]The related figure of C/N required for shift amount n of the embodiment of the invention 3 and transmission by this invention
- [Drawing 105]The related figure of the distance from the transmission antenna at the time of the terrestrial broadcasting of the embodiment of the invention 3 by this invention, and a signal level
- [Drawing 106]The service area figure of 32SRQAM of the embodiment of the invention 3 by this invention
- [Drawing 107]The service area figure of 32SRQAM of the embodiment of the invention 3 by this invention
- [Drawing 108](a) The frequency distribution figure of the conventional television signal
 (b) The frequency distribution figure of the television signal of the conventional first-floor layer
 (c) The figure showing the SURESHIHORUDO value of the embodiment of the invention 3 of this invention
 (d) The frequency distribution figure of the carrier group of OFDM of two hierarchies of the embodiment of the invention 9
 (e) The figure showing three SURESHIHORUDO values of OFDM of 3 modification of the embodiment of the invention 9
- [Drawing 109]The television signal time plot plan of the embodiment of the invention 3 by this invention
- [Drawing 110]The principle figure of C-CDM of the embodiment of the invention 3 by this invention

- [Drawing 111] The numerals quota figure of the embodiment of the invention 3 by this invention
- [Drawing 112] The numerals quota figure at the time of extending 36QAM of the embodiment of the invention 3 by this invention
- [Drawing 113] The modulation-signal-frequency plot plan of the embodiment of the invention 5 by this invention
- [Drawing 114] The block diagram of the magnetic recorder and reproducing device of the embodiment of the invention 5 by this invention
- [Drawing 115] The block diagram of the transmitter-receiver of the cellular phone of the embodiment of the invention 7 by this invention
- [Drawing 116] The block diagram of the base station of the embodiment of the invention 7 by this invention
- [Drawing 117] The channel capacity of a conventional system, and the distribution map of traffic
- [Drawing 118] The channel capacity of the embodiment of the invention 7 and the distribution map of traffic by this invention
- [Drawing 119] (a) The time-slot plot plan of a conventional system
(b) The time-slot plot plan of the embodiment of the invention 7 by this invention
- [Drawing 120] (a) The TDMA system time-slot plot plan of a conventional system
(b) The TDMA system time-slot plot plan of the embodiment of the invention 7 by this invention
- [Drawing 121] The block diagram of the transmitter-receiver of one hierarchy of the embodiment of the invention 7 by this invention
- [Drawing 122] The block diagram of the transmitter-receiver of two hierarchies of the embodiment of the invention 7 by this invention
- [Drawing 123] The block diagram of the OFDM system transmitter-receiver of the embodiment of the invention 8 by this invention
- [Drawing 124] The principle-of-operation figure of the OFDM system of the embodiment of the invention 8 by this invention
- [Drawing 125] (a) The frequency plot plan of the modulating signal of a conventional system
(b) The frequency plot plan of the modulating signal of the embodiment of the invention 8 by this invention
- [Drawing 126] (a) The figure showing the state where OFDM in the embodiment of the invention 9 does not Weighting
(b) The figure showing two subchannels of OFDM of two hierarchies who Weighting(ed) with the transmission power in the embodiment of the invention 9
(c) The frequency distribution figure of OFDM which Weighting(ed) the carrier interval in the embodiment of the invention 9 to two times
(e) The frequency distribution figure of OFDM of the carrier interval in the embodiment of the invention 9 which does not Weighting
- [Drawing 127] The block diagram of the transmitter-receiver of the embodiment of the invention 9 by this invention
- [Drawing 128] The block diagram of the trellis encoder of the embodiment of the invention 5
- [Drawing 129] The time plot plan of the effective symbol period and guard period of the embodiment of the invention 9
- [Drawing 130] The related figure of the C/N pair error rate of a conventional example and the embodiment of the invention 9
- [Drawing 131] The block diagram of the magnetic recorder and reproducing device of the embodiment of the invention 5
- [Drawing 132] The run figure of the recording format of the track on the magnetic tape of the embodiment of the invention 5, and a head
- [Drawing 133] The block diagram of the transmitter-receiver of the embodiment of the invention 3
- [Drawing 134] The frequency plot plan of the broadcasting format of a conventional example
- [Drawing 135] The service area at the time of using the hierarchical transmission system of three layers of the embodiment of the invention 3, and the related figure of image quality
- [Drawing 136] The frequency plot plan at the time of combining the hierarchical transmission system and FDM of the embodiment of the invention 3
- [Drawing 137] The block diagram of the transmitter-receiver at the time of using trellis code-ization in the embodiment of the invention 3

[Drawing 138] The block diagram of the transmitter-receiver in the case of transmitting the low-pass signal of one copy in the embodiment of the invention 9 by OFDM

[Drawing 139] The signal-point-arrangement figure of 8-PS-APSK in the embodiment of the invention 1

[Drawing 140] The signal-point-arrangement figure of 16-PS-APSK in the embodiment of the invention 1

[Drawing 141] The signal-point-arrangement figure of 8-PS-PSK in the embodiment of the invention 1

[Drawing 142] The signal-point-arrangement figure of 16-PS-PSK (PS type) in the embodiment of the invention 1

[Drawing 143] The related figure of the radius of a satellite antenna and transmission capacity in the embodiment of the invention 1

[Drawing 144] The block diagram of the Weighted OFDM transmitter-receiver in the embodiment of the invention 9

[Drawing 145] (a) The guard times in the case of being short of the multipass in the embodiment of the invention 9, the wave form chart of symbol time hierarchical OFDM

(b) The guard times in the case of being long of the multipass in the embodiment of the invention 9, the wave form chart of symbol time hierarchical OFDM

[Drawing 146] (a) The guard times in the embodiment of the invention 9, the principle figure of symbol time hierarchical OFDM

[Drawing 147] The subchannel plot plan of 2 hierarchy transmission system by electric power weighting which can set the embodiment of the invention 9

[Drawing 148] The related figure of D/V-izing and multipath delay time in the embodiment of the invention 9, and guard times

[Drawing 149] (a) Each hierarchy's time-slot figure in the embodiment of the invention 9

(b) The time distribution figure of each hierarchy's guard times in the embodiment of the invention 9

(c) The time distribution figure figure of each hierarchy's guard times in the embodiment of the invention 9

[Drawing 150] The explanatory view of three hierarchies' hierarchical broadcasting format to the multipass in the relation figure between the multipath delay time of the embodiment of the invention 9, and a transmission rate figure

[Drawing 151] The explanatory view of the hierarchical broadcasting format of the two-dimensional matrix structure in the related figure of the time delay and CN value at the time of combining GTW-OFDM and C-CDM (or CSW-OFDM) of the embodiment of the invention 9

[Drawing 152] The time plot plan of three hierarchies' television signal in each time slot at the time of combining GTW-OFDM and C-CDM (or CSW-OFDM) of the embodiment of the invention 9

[Drawing 153] The explanatory view of the hierarchical broadcasting format of the three-dimensional matrix structure in the related figure of the multipath signal time delay, CN value, and the transmission rate at the time of combining GTW-OFDM and C-CDM (or CSW-OFDM) of the embodiment of the invention 9

[Description of Notations]

1 Transmitter

4 Modulator

6 Antenna

6a Ground antenna

10 Satellite

12 Translator

23 The 1st receiver

25 Demodulator

33 The 2nd receiver

35 Demodulator

43 The 3rd receiver

51 Digital transmitter

85 Signal point

91 The 1st divided signal point group

401 The 1st image encoder

703 The ready-for-receiving ability area of SRQAM

[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2003-158502
(P2003-158502A)

(43) 公開日 平成15年5月30日 (2003.5.30)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

ターミナル (参考)

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z 5 C 0 2 5

H 0 4 N 5/46

H 0 4 N 5/46

5 K 0 2 2

審査請求 有 請求項の数 4 O L (全 116 頁)

(21) 出願番号 特願2002-257011(P2002-257011)
(62) 分割の表示 特願2000-383523(P2000-383523)の
分割
(22) 出願日 平成5年9月24日(1993.9.24)
(31) 優先権主張番号 特願平4-256070
(32) 優先日 平成4年9月25日(1992.9.25)
(33) 優先権主張国 日本 (J P)
(31) 優先権主張番号 特願平5-66461
(32) 優先日 平成5年3月25日(1993.3.25)
(33) 優先権主張国 日本 (J P)
(31) 優先権主張番号 特願平5-132984
(32) 優先日 平成5年5月10日(1993.5.10)
(33) 優先権主張国 日本 (J P)

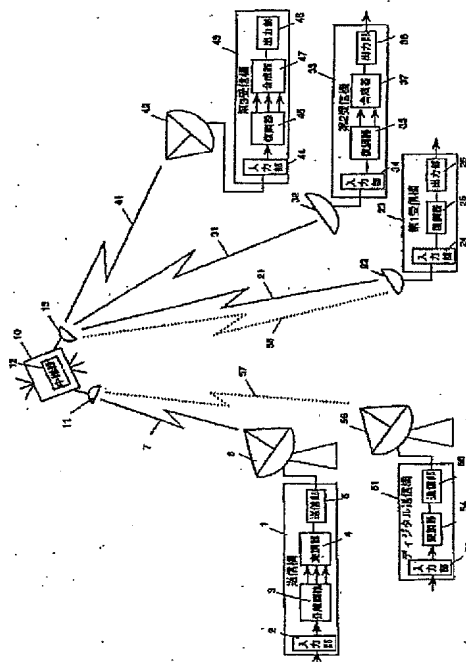
(71) 出願人 000005821
松下電器産業株式会社
大阪府門真市大字門真1006番地
(72) 発明者 大嶋 光昭
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内
(74) 代理人 100062144
弁理士 青山 葆 (外1名)
Fターム(参考) 5C025 AA11 BA03 BA20 DA01
5K022 DD01 DD13 DD19 DD33

(54) 【発明の名称】 受信装置

(57) 【要約】

【課題】 互いに直交する周波数関係にある複数の搬送波を変調することにより、複数のデータ列を送信する送信装置を提供する。

【解決手段】 第1のデータ列により変調された搬送波と、第1のデータ列以外のデータ列により変調された搬送波に電力差を設けるように、変調する変調部を有する。変調部の出力を逆フーリエ変換することにより時間軸へと変換する逆フーリエ変換部を有する。第1のデータ列は音声情報であり、前記第2のデータ列は映像信号を構成する情報である。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 搬送波をアナログ TV 信号により変調したアナログ TV 変調信号と、互いに直交する周波数関係にある複数の搬送波をデジタルデータ列により変調したデジタル TV 変調信号とを入力信号とし、前記デジタルデータ列は第 1 のデータ列と第 2 のデータ列を含む複数のデータ列で構成され、前記デジタル TV 変調信号は、前記第 1 のデータ列により変調された搬送波と前記第 2 のデータ列により変調された搬送波に、電力差を設けるように変調されており、前記アナログ TV 変調信号を復調する第 1 の復調部と、前記デジタル TV 変調信号をフーリエ変換するフーリエ変換部と、前記フーリエ変換部の出力を復調する第 2 の復調部と、前記第 2 の復調部の出力をデコードするデコーダと、前記第 1 の復調部の出力と前記デコーダの出力を選択して出力する出力部とを有する受信装置。

【請求項 2】 前記デジタル TV 変調信号は、前記第 1 のデータ列と前記第 2 のデータ列とで割り当てる信号点数を変えて変調されている請求項 1 記載の受信装置。

【請求項 3】 前記第 1 のデータ列は前記第 1 のデータ列以外のデータ列により変調した変調信号の信号点数に関する情報を含み、前記第 2 の復調部は前記変調信号の信号点数に関する情報に基づいて前記第 1 のデータ列以外のデータ列を復調する請求項 1 又は請求項 2 に記載の受信装置。

【請求項 4】 前記アナログ TV 変調信号は第 1 の放送から供給され、前記デジタル TV 変調信号は第 2 の放送から供給される構成とした請求項 1 ～請求項 3 のいずれかに記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は搬送波を変調することによりデジタル信号を伝送する伝送装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、デジタル伝送装置は様々な分野での利用が進んでいる。とりわけデジタル映像伝送技術の進展はめざましい。

【0003】中でもデジタル TV の伝送方式が最近注目されつつある。現在デジタル TV 伝送装置は放送局間の中継用として一部実用化されているにすぎない。しかし、近い将来、地上放送と衛星放送への展開が予定され各国で検討が進められている。

【0004】高度化する消費者の要望に応えるため、HDTV 放送、PCM 音楽放送や情報提供放送や FAX 放送等の放送サービスの内容の質と量を今後向上させる必要がある。この場合 TV 放送の限られた周波数帯域の中で情報量を増大させる必要がある。この帯域で伝送できる情報伝送量はその時代の技術的限界に応じて増大する。このため理想的には時代に応じて受信システムを

更し、情報伝送量を拡張できることが望ましい。

【0005】しかし放送の視点からみた場合、公共性が重要であり長期間に至る全ての視聴者の既得権の確保が重要となる。新しい放送サービスを始める場合、既存の受信機もしくは受像機でそのサービスを享受できることが必要条件である。過去と現在、そして現在と将来の新旧の放送サービスの間の受信機もしくは受像機の互換性、放送の両立性が最も重要であるといえる。

【0006】今後登場する新しい伝送規格、例えばデジタル TV 放送規格には将来の社会の要求と技術進歩に対応できる情報量の拡張性と、既存の受信機器との間の互換性と両立性が求められている。

【0007】ここで、これまでに提案されている TV 放送の伝送方式を拡張性と両立性の観点から述べる。

【0008】まずデジタル TV の衛星放送方式として NTSC-TV 信号を約 6 Mbps に圧縮した信号を 4 値 PSK 変調を用い TDM 方式で多重化し 1 つのトランスポンダーで 4 ～ 20 チャンネル NTSC の TV 番組もしくは 1 チャンネルの HDTV を放送する方式が提案されている。また HDTV の地上放送方式として 1 チャンネルの HDTV 映像信号を 15 Mbps 程度のデータに圧縮し、16 もしくは 32 QAM 変調方式を用い地上放送を行う方式が検討されている。

【0009】まず衛星放送方式においては現在提案されている放送方式は、単純に従来の伝送方式で放送するため 1 チャンネルの HDTV の番組放送に数チャンネル分の NTSC の周波数帯域を使用する。このため、HDTV 番組の放送時間帯には数チャンネルの NTSC 番組が受信放送できないという問題点があった。NTSC と HDTV の放送との間の受信機、受像機の互換性、両立性がなかったといえる。また将来の技術進歩に伴い必要となる情報伝送量の拡張性も全く考慮されていなかったといえる。

【0010】次に現在検討されている従来方式の HDTV の地上放送方式は HDTV 信号を 16 QAM や 32 QAM といった従来の変調方式でそのまま放送しているにすぎない。既存のアナログ放送の場合、放送サービスエリア内においてもビルかげや低地や隣接する TV 局の妨害を受けるような受信状態が悪い地域が必ず存在する。このような地域においては、既存のアナログ放送の場合画質が劣化するものの、映像は再生でき TV 番組は視聴できた。しかし、従来のデジタル TV 放送方式では、このような地域においては全く映像が再生できず、TV 番組を全く視聴できないという重大な問題があった。これは、デジタル TV 放送の本質的な課題を含むものでデジタル TV 放送の普及に致命的となりかねない問題であった。これは従来の QAM 等の変調方式の信号点の位置が等間隔に配置されていることに起因する。信号点の配置を変更もしくは変調する方式は従来なかった。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】本発明は上記従来の問題点を解決するもので、特に衛星放送におけるNTSC放送とHDTV放送の両立性、また地上放送におけるサービスエリア内の受信不能地域を大巾に減少させる伝送装置を提供することを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明の伝送装置は、信号の入力部と、搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号ベクトル図上にm値の信号点を発生させる変調部と変調信号を送信する送信部からなりデータ送信を行う送信装置と上記送信信号の入力部と、極座標系(r, θ)で表現できるベクトル図上でP値の信号点の変形PSKもしくは変形APSK変調波を復調する復調器と出力部を有する受信装置の2つの構成を有している。

【0013】

【作用】この構成によって入力信号としてn値のデータをもつ第1データ列と第2データ列を入力させ、送信装置の変調器によりベクトル図上にm値の信号点をもつ変形m値のQAM方式の変調波を作る。このm値の信号点をn組の信号点群に分割しこの信号点群を第1データ列のnケの各データに割りあて、この信号点群の中のm/nケの信号点もしくは副信号点群に第2データ列の各データを割りあてトレリス符号化して変調し送信装置により送信信号を送出する。場合によっては第3データも送出できる。

【0014】次に、 $p > m$ なるp値の復調器を持つ受信装置においては上記送信信号を受信し信号スペースダイアグラム上のp点の信号点に対して、まずp点の信号点をn組の信号点群に分割し、第1データ列の信号を復調再生する。次に該当する信号点群の中の p/n 点の信号点に p/n 値の第2データ列を対応させて復調し第1データと第2データを復調再生する。この時、第1データ列もしくは／かつ第2データ列をトレリス符号化する。 $p = n$ の受信機においてはn群の信号点群を再生し、各々にn値を対応させ第1データ列のみを復調再生する。

【0015】以上の動作により送信装置からの同一信号を受信した場合、大型アンテナと多値の復調能力をもつ受信機では第1データ列と第2データ列を復調できる。同時に小型アンテナと少値の復調能力をもつ受信機では第1データ列の受信ができる。こうして両立性のある伝送システムを構築することができる。この場合第1データ列をNTSCまたはHDTVの低域成分等の低域TV信号に、第2データ列をHDTVの高域成分等の高域TV信号に割りあてることにより、同一電波に対して少値の復調能力をもつ受信機ではNTSC信号、多値の復調能力をもつ受信機ではHDTV信号を受信できる。このことによりNTSCとHDTVの両立性のあるデジタル放送が可能となる。

【0016】

【発明の実施の形態】(発明の実施の形態1)以下本発明の一発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0017】図1は本発明による伝送装置のシステム全体図を示す。入力部2と分離回路部3と変調器4と送信部5をもつ送信機1は複数の多重化された入力信号を分離回路3により第1データ列、 D_1 、と第2データ列、 D_2 、と第3データ列、 D_3 に分離し変調器4により、変調信号として送信部5より出力し、アンテナ6により、この変調信号は伝送路7により人工衛星10に送られる。この信号は人工衛星10においてはアンテナ11で受信され、中継器12により増幅され、アンテナ13により再び地球へ送信される。

【0018】送信電波は、伝送経路21、31、41により第1受信機23、第2受信機33、第3受信機43に送られる。まず、第1受信機23ではアンテナ22を介して入力部24より入力し、復調器25により第1データ列のみが復調され、出力部26より出力される。この場合第2データ列、第3データ列の復調能力はもたない。

【0019】第2受信機33では、アンテナ32を介して入力部34より出力した信号は復調器35により第1データ列と第2データ列が復調され、合成器37により一つのデータ列に合成され、出力部36より出力される。

【0020】第3受信機43ではアンテナ42からの入力が入力部44に入り復調器45により第1データ列、第2データ列、第3データ列の3つのデータ列が復調され合成器47により一つのデータ群となり出力部46より出力される。

【0021】以上のように同じ送信機1からの同一の周波数帯の電波を受けても、上述の3つの受信機の復調器の性能の違いにより受信可能な情報量が異なる。この特長により一つの電波帯で性能の異なる受信機に対してその性能に応じた両立性のある3つの情報を同時に伝送することが可能となる。例えば同一番組のNTSCとHDTVと超解像度型HDTVの3つのデジタルTV信号を伝送する場合、スーパーHDTV信号を低域成分、高域差成分、超高域差成分に分離し、各々を第1データ列、第2データ列、第3データ群に対応させれば、1チャンネルの周波数帯で両立性のある中解像度、高解像度、超高解像度の3種のデジタルTV信号を同時に放送できる。

【0022】この場合、小型アンテナを用いた少値復調の受信機ではNTSC-TV信号を、中型アンテナを用いた中値復調可能な受信機ではHDTV信号を、大型アンテナを用いた多値復調可能な受信機では超高解像度型HDTVを受信できる。図1をさらに説明するとNTSCのデジタルTV放送を行うデジタル送信機51は入力部52より第1データ群と同様のデータのみを入力

5

し、変調器54により変調し、送信機55とアンテナ56により伝送路57により衛星10に送り伝送路58により地球へ再び送信される。

【0023】第1受信機23では、デジタル送信機1からの受信信号を復調器24により、第1データ列に相当するデータを復調する。同様に、第2受信機33と第3受信機43は、第1データ列と同じ内容のデータ群を復調する。つまり3つの受信機は、デジタル一般TV放送等のデジタル放送も受信できる。

【0024】では、各部の説明をする。図2は送信機1のブロック図である。

【0025】入力信号は入力部2に入り、分離回路3で第1データ列信号と第2データ列信号と第3データ列信号の3つのデジタル信号に分離される。

【0026】例えば映像信号が入力された場合、映像信号の低域成分を第1データ列信号、映像信号の高域成分を第2データ列信号、映像信号の超高域成分を第3データ列信号に割り当てることが考えられる。分離された3つの信号は、変調器4の内部の変調入力部61に入力される。ここでは外部信号に基づき信号点の位置を変調もしくは変更する信号点位置変調/変更回路67があり外部信号に応じて信号点の位置を変調もしくは変更する。変調器4の中では直交した2つの搬送波の各々に振幅変調を行い、多値のQAM信号を得る。変調入力部61からの信号は第1AM変調器62と第2AM変調器63に送られる。 $\cos(2\pi f_c t)$ なる搬送波発生器64からの搬送波のうち一つは第1AM変調器62によりAM変調され、合成器65に送られ、もう一つの搬送波は $\pi/2$ 移相器66に送られ 90° 移相されて、 $\sin(2\pi f_c t)$ の状態第2AM変調器63に送られ、多値の振幅変調を受けた後、合成器65で、第2AM変調波と合成され、送信部5により送信信号として出力される。この方式そのものは従来より一般的に実施されているため詳しい動作の説明は省略する。

【0027】図3の16値の一般的なQAMの信号スペースダイアグラムの第1象限を用い動作を説明する。変調器4で発生する全ての信号は、直交した2つの搬送波 $A\cos 2\pi f_c t$ のベクトル81と $B\sin 2\pi f_c t$ のベクトル82の2つのベクトルの合成ベクトルで表現できる。0点からの合成ベクトルの先端を信号点と定義すると、16値QAMの場合 a_1, a_2, a_3, a_4 の4値の振幅値と b_1, b_2, b_3, b_4 の4値の振幅値の組み合わせにより合計16ケの信号点が設定できる。図3の第1象限では信号点83の C_{11} 、信号点84の C_{12} 、信号点85の C_{22} 、信号点86の C_{21} の4つの信号が存在する。

【0028】 C_{11} はベクトル $0-a_1$ とベクトル $0-b_1$ の合成ベクトルであり、 $C_{11}=a_1\cos 2\pi f_c t-b_1\sin 2\pi f_c t=A\cos(2\pi f_c t+d\pi/2)$ となる。

【0029】ここで図3の直交座標上における $0-a_1$ 間の距離を A_1 、 a_1-a_2 間を A_2 、 $0-b_1$ 間を B_1 、 b_1-b_2 間を B_2 と定義し、図上に示す。

6

1-b2間を B_2 と定義し、図上に示す。

【0030】図4の全体ベクトル図に示すように、合計16ケの信号点が存在する。このため各点を4bitの情報に対応させることにより、4bitの情報伝送が1周期つまり1タイムスロット中に可能となる。

【0031】図5に2進法で各点を表現した場合のその一般的な割り付け例を示す。当然、各信号点間の距離が離れている程、受信機の方で区別し易い。従って、一般的には各信号点間の距離を、できるだけ離すような配置にする。もし、特定の信号点間の距離を近付けた場合、受信機ではその2点間の識別が困難となり、エラーレートが悪くなる。従って一般的には図5のように等間隔の配置にするのが望ましいといわれている。従って16QAMの場合 $A_1=A_2/2$ なる信号点の配置が一般的に実施されている。

【0032】さて、本発明の送信機1の場合、まず、データを第1データ列と第2データ列場合により第3データ列に分割する。そして図6に示すように、16ケの信号点もしくは信号点群を4つの信号点群に分割し、第1データ列の4つのデータをまず、各々の信号点群に割り当てる。つまり第1データ列が11の場合第1データ象限の第1信号点群91の4つの信号点のうちのいずれか一つを送信し、01の場合は第2象限の第2信号点群92、00の場合、第3象限の第3信号点群93、10の場合第4象限の第4信号点群94、の中の各々4つの信号点の中から一つの信号点を第2データ列の値に応じて選択して送信する。次に16QAMの場合第2データ列の2bit、4値のデータ、64値QAMの場合4bit、16値のデータを91、92、93、94の各分割信号点群の中の4つの信号点もしくは副信号点群に図7のように割り当てる。どの象限も対象配置となる。信号点の91、92、93、94への割り当ては第1データ群の2bitデータにより優先的に決められる。こうして第1データ列の2bitと第2データ列の2bitは全く独立して送信できる。そして第1データ列は受信機のアンテナ感度が一定値以上あれば4PSK受信機でも復調できる。アンテナにさらに高い感度があれば本発明の変形16QAM受信機で第1データ群と第2データ群の双方が復調できる。

【0033】ここで図8に、第1データ列の2ビットと第2データ列の2ビットの割り当て例を示す。

【0034】この場合、HDTV信号を低域成分と高域成分に分け第1データ列に低域映像信号を割り当て、第2データ列に高域映像信号を割り当てることにより、4PSKの受信システムでは第1データ列のNTSC相当の映像を、16QAM又は、64QAMの受信システムでは第1データ列と第2データ列の双方が再生でき、これらを加算して、HDTVの映像を得ることができる。

【0035】ただ図9のように信号点間距離を等距離にした場合、4PSK受信機からみて第1象限に斜線で示

した部分との間のスレシホールド距離がある。スレシホールド距離を A_{T0} とすると4PSKを送るだけなら A_{T0} の振幅でよい。しかし A_{T0} を維持しながら16QAMを送ろうとすると3 A_{T0} つまり3倍の振幅が必要である。つまり、4PSKを送信する場合に比べて、9倍のエネルギーを必要とする。何も配慮をしないで4PSKの信号点を16QAMモードで送ることは電力利用効率が悪い。また搬送波の再生も難しくなる。衛星伝送の場合使用できる電力は制約される。このような電力利用効率の悪いシステムは、衛星の送信電力が増大するまで現実的でない。将来デジタルTV放送が開始されると4PSKの受信機が大量に出回ることが予想されている。一旦普及した後はこれらの受信感度を上げることは受信機の両立性の問題が発生するため不可能といえる。従って、4PSKモードの送信電力は減らせない。このため16QAMモードで疑似4PSKの信号点を送る場合、送信電力を従来の16QAMより下げる方式が必要となることが予想される。そうしないと限られた衛星の電力では送信できなくなる。

【0036】本発明の特徴は図10のように図番91～94の4つの分割信号点群の距離を離すことにより、疑似4PSK型16QAM変調の送信電力を下げるができる点にある。

【0037】ここで受信感度と送信出力との関係を明らかにするために図1に戻りデジタル送信機51と第1受信機23の受信方式について述べる。

【0038】まず、デジタル送信機51と第1受信機23は一般的な伝送装置で、データ伝送もしくは放送を含む映像伝送を行っている。図7に示すようにデジタル送信機51は4PSK送信機であり、の図2で説明した多値QAMの送信機1からAM変調機能を除いたものである。入力信号は入力部52を介して変調器54に入力される。変調器54では変調入力部121により、入力信号を2つの信号に分けて基準搬送波を位相変調する第1～2相位相変調回路122と基準搬送波と90°位相が異なる搬送波を変調する第2～2相位相変調回路123に送り、これらの位相変調波は合成器65で合成され、送信部55により送信される。

【0039】この時の変調信号スペースダイアグラムを図18に示す。4つの信号点を設定し、電力利用効率を上げるために一般的には信号点間距離は等間隔にするのが常識となっている。一つの例として、信号点125を(11)、信号点126を(01)、信号点127を(00)、信号点128を(10)と定義した場合を示す。この場合4PSKの第1受信機23が十分なデータを受信するためにはデジタル送信機51の出力に一定以上の振幅値が要求される。図18で説明すると第1受信機23がデジタル送信機51の信号を4PSKで受信するのに最低必要な送信信号の最低振幅値つまり $0-a_1$ 間の距離を A_{T0} と定義すると送信限界の最低振幅 A_{T0} 以

上で送信すれば、第1受信機23が受信可能となる。

【0040】次に第1受信機23について述べる。第1受信機23は送信機1からの送信信号もしくはデジタル送信機51からの4PSKの送信信号を衛星10の中継器12を介して、小型のアンテナ22で受信し、復調器24により受信信号を4PSK信号とみなして復調する。第1受信機23は本来、デジタル送信機51の4PSKまたは2PSKの信号を受信し、デジタルTV放送やデータ送信等の信号を受信するように設計されている。

【0041】図19は第1受信機の構成ブロック図で衛星12からの電波をアンテナ22で受信した、この信号は入力部24より入力した後、搬送波再生回路131と $\pi/2$ 移相器132により搬送波と直交搬送波が再生され、各々第1位相検出回路133と第2位相検出回路134により、直交している成分が各々独立して検波され、タイミング波抽出回路135によりタイムスロット別に各々独立して識別され、第1識別再生回路136と第2識別再生回路137により2つの独立した復調信号は第1データ列再生部232により第1データ列に復調され、出力部26により出力される。

【0042】ここで受信信号を図20のベクトル図を用いて説明する。デジタル送信機51の4PSKの送信電波に基づき第1受信機23で受信され信号は、もし伝送歪みやノイズが全くない理想的な条件では図20の151～154の4つの信号点で表せる。

【0043】しかし、実際は伝送路中のノイズと伝送系の振幅歪みや位相歪みの影響を受け受信された信号点は信号点の周囲のある一定の範囲に分布する。信号点から離れると隣の信号点と判別できなくなるためエラーレートが次第に増え、ある設定範囲を越えるとデータを復元できなくなる。最悪条件の場合でも設定されたエラーレート以内で復調するためには隣接信号点間距離をとればよい。この距離を $2A_{T0}$ と定義する。4PSKの限界受信入力の時信号点151が図20の $|0-a_1| \geq A_{T0}$ 、 $|0-b_1| \geq A_{T0}$ の斜線で示す第1弁別領域155に入るように伝送システムを設定すれば、後は搬送波が再生できれば復調できる。アンテナ22の設定した最低の半径値を r_0 とすると、送信出力をある一定以上にすれば全てのシステムで受信できる。図18における送信信号の振幅は第1受信機23の4PSK最低受信振幅値、 A_{T0} になるようにに設定する。この送信最低振幅値を A_{T0} と定義する。このことによりアンテナ22の半径が r_0 以上なら受信条件が最悪であっても第1受信機23はデジタル送信機51の信号を復調できる。本発明の変形16QAM、64QAMを受信する場合第1受信機23は搬送波を再生することが、困難となる。このため図25(a)のように送信機1が $(\pi/4 + n\pi/2)$ の角度上の位置に8つの信号点を配置し送信すれば、4通倍方式により搬送波を再生できる。又、図25

(b)のように $n\pi/8$ の角度の延長線上に16ケの信号点を配置すれば搬送波再生回路131に16通倍方式の搬送波再生方式を採用することにより信号点が縮退し疑似4PSK型16QAM変調信号の搬送波を容易に再生できる。この場合 $A_1/(A_1+A_2)=\tan(\pi/8)$ となるように送信機1の信号点を設定し送信すればよい。ここでQPSK信号を受信する場合を考えてみる。図2の送信機の信号点位置変調/変更回路67のように信号点位置は(図18)のQPSK信号の信号点位置をAM等の変調を重畳することでもできる。この場合第1受信機23の信号点位置復調部138は信号点の位置変調信号もしくは位置変更信号をPM, AM等の復調する。そして送信信号から第1データ列と復調信号を出力する。

【0044】次に送信機1に戻り図9のベクトル図を用いてここで送信機1の16PSKの送信信号を説明すると図9のように信号点83の水平ベクトル方向の振幅 A_1 を図18のデジタル送信機51の4PSK最低送信出力 A_{T0} より大きくする。すると、図9の第1象限の信号点83、84、85、86の信号は斜線で示す第14PSK受信可能領域87に入る。これらの信号を第1受信機23で受信した場合、この4つの信号点は図20の受信ベクトル図の第1弁別領域に入る。従って、第1受信機23は図9の信号点83、84、85、86のいずれを受信しても図20の信号点151と判断し、(11)なるデータをこのタイムスロットに復調する。このデータは図8に示したように、送信機1の第1分割信号点群91の(11)、つまり第1データ列の(11)である。第2象限、第3象限、第4象限の場合も同様にして第1データ列は復調される。つまり、第1受信機23は16QAMもしくは32QAMもしくは64QAMの送信機1からの変調信号の複数のデータ列のうち、第1データ列の2bitのデータのみを復調することになる。この場合は第2データ列や第3データ列の信号は全て第1～第4の分割信号点群91に包含されるため第1データ列の信号の復調には影響を与えない。しかし搬送波の再生には影響を与えるので後で述べるような対策が必要である。

【0045】もし、衛星の中継器の出力に限界がないなら図9のような従来の信号点等距離方式の一般の16～64QAMで実現できる。しかし、前述のように地上伝送と違い、衛星伝送では衛星の重量が増えると打ち上げコストが大幅に増大する。従って本体の中継器の出力限界と太陽電池の電力の限界から送信出力は制約されている。この状態はロケットの打ち上げコストが技術革新により安くならない限り当分続く。送信出力は通信衛星の場合20W、放送衛星でも100W～200W程度である。従って、図9のような信号点等距離方式の16QAMで4PSKを伝送しようとした場合16QAMの振幅は $2A_1=A_2$ であるから $3A_{T0}$ 必要となり電力で表現す

ると9倍必要となる。両立性をもたせるために4PSKの9倍の電力が必要である。かつ4PSKの第1受信機も小型のアンテナで受信可能にしようとすると、現在、計画されている衛星ではこれだけの出力を得ることは難しい。例えば40Wのシステムでは360W必要となり経済的に実現できなくなる。

【0046】ここで、考えてみると確かに全ての受信機が同じ大きさのアンテナの場合、同じ送信電力なら等距離信号点方式外地番効率がよい。しかし大きさの異なるアンテナの受信機群とを組合わせたシステムを考えてみると新たな伝送方式が構成できる。

【0047】これを具体的に述べると4PSKは小型のアンテナを用いた簡単で低コストの受信システムで受信させ受信者数を増やす。次に16QAMは中型アンテナを用いた高性能であるが高コストの多値復調受信システムで受信させ投資に見合ったHDTV等の高付加価値サービスを行い特定の受信者に対象を限定すればシステムとして成立する。こうすれば送信出力を若干増加させるだけで4PSKと16QAM、場合により64DMAを階層的に送信することができる。

【0048】例えば図10のように $A_1=A_2$ となるように信号点間隔をとることにより、全送信出力を下げるができる。この場合4PSKを送信するための振幅 $A(4)$ はベクトル95で表現でき、 $2A_1^2$ の平方根となる。全体の振幅 $A(16)$ はベクトル96で表現でき $(A_1+A_2)^2+(B_1+B_2)^2$ の平方根となる。

$$【0049】|A(4)|^2=A_1^2+B_1^2=A_{T0}^2+A_{T0}^2=2A_{T0}^2$$

$$|A(16)|^2=(A_1+A_2)^2+(B_1+B_2)^2=4A_{T0}^2+4A_{T0}^2=8A_{T0}^2$$

$$|A(16)|/|A(4)|=2$$

つまり、4PSKを送信する場合の2倍の振幅、4倍の送信エネルギーで送信できる。等距離信号点で伝送する一般的な受信機では変形16値QAMの復調はできないが A_1 と A_2 の2つの閾値を予め設定することにより第2受信機33で受信できる。図10の場合、第1分割信号点群91の中の信号点の最短距離は A_1 であり、4PSKの信号点間距離 $2A_1$ と比べると $A_2/2A_1$ なる。 $A_1=A_2$ より $1/2$ の信号点間距離となり、同じエラーレートを得ようすると2倍の振幅の受信感度、エネルギーでは4倍の受信感度が必要となる。4倍の受信感度を得るには、第2受信機33のアンテナ32の半径 r_2 を第1受信機23のアンテナ22の半径 r_1 に比べて2倍すなわち $r_2=2r_1$ にすればよい。例えば第1受信機23のアンテナが直径30cmなら第2受信機33のアンテナ直径を60cmにすれば実現できる。このことにより第2データ列の復調により、これをHDTVの高域成分に割り当てればHDTV等の新たなサービスが同一チャンネルで可能となる。サービス内容が倍増することから受信者はアンテナと受信機の投資に見合った分のサー

ビスを受けることができる。従って第2受信機33はその分高コストでもよい。ここで、4PSKのモード受信のために最低送信電力が決まっているため、図10の A_1 と A_2 の比率により4PSKの送信電力に対する変形16APSKの送信電力比 n_{16} と第2受信機33のアンテナ半径 r_2 が決定する。

【0050】この最適化を計るため計算してみると、4PSKの最低必要な送信エネルギーは $\{(A_1 + A_2) / A_1\}^2$ 倍これを n_{16} と定義すると、変形16値QAMで受信するときの信号点間距離は A_2 、4PSKで受信するときの信号点間距離は $2A_1$ 、信号点間距離の比率は $A_2 / 2A_1$ 、であるから受信アンテナの半径を r_2 とすると図11のような関係となる。曲線101は送信エネルギー倍率 n_{16} と第2受信機23のアンテナ22の半径 r_2 の関係を表す。

【0051】点102は等距離信号点の場合の16QAMを送信する場合で、前述のとおり9倍の送信エネルギーを必要とし実用的ではない。図11から n_{16} を5倍以上増やしても第2受信機23のアンテナ半径 r_2 はさほど小さくならないことがグラフからわかる。

【0052】衛星の場合、送信電力は限定されており、一定値以上はとれない。このことから n_{16} は5倍以下が望ましいことが明らかになる。この領域を図11の領域103の斜線で示す。例えばこの領域内なら例えば点104は送信エネルギー4倍で第2受信機23のアンテナ半径 r_2 は2倍になる。また、点105は送信エネルギーが2倍で r_2 は約5倍になる。これらは、実用化可能な範囲にある。

【0053】 n_{16} が5より小さいことを A_1 と A_2 で表現すると

$$n_{16} = ((A_1 + A_2) / A_1)^2 \leq 5$$

$$A_2 \leq 1.23 A_1$$

図10から分割信号点群間の距離を $2A(4)$ 、最大振幅を $2A(16)$ とすると、 $A(4)$ と $A(16) - A(4)$ は A_1 と A_2 に比例する従って

$$\{A(16)\}^2 \leq 5 \{A(4)\}^2 \text{とすればよい}$$

次に変形の64APSK変調を用いた例を示す。第3受信機43は、64値QAM復調ができる。

【0054】図12のベクトル図は図10のベクトル図の分割信号点群を4値から16値に増加させた場合である。図12の第1分割信号点群91の中には信号点170を始めとして $4 \times 4 = 16$ 値の信号点が等間隔に配置されている。この場合、4PSKとの両用性をもたせるため送信振幅の $A_1 \geq A_{T0}$ に設定しなければならない。第3受信機43のアンテナの半径を r_3 として、送信、出力信号 n_{64} と定義した場合の r_3 の値を、同様に求めて

$$r_3^2 = \{6^2 / (n - 1)\} r_1^2$$

となり、図13 64値QAMの半径 r_3 —出力倍数 n のようなグラフとなる。

【0055】ただし、図12のような配置では第2受信機33で受信した場合4PSKの2bitしか復調できないので第1、第2、第3の3つの両立性を成立させるには、第2受信機33に変形64値QAM変調波から変形16値QAMを復調する機能をもたせることが望ましい。

【0056】図14のように3階層の信号点のグルーピングを行うことにより3つの受信機の両立性が成立する。第1象限だけで説明すると、第1分割信号点群91は第1データ列の2bitの(11)を割りあてたことは述べた。

【0057】次に、第1副分割信号点群181には第2データ列の2bitの(11)を割りあてる。第2副分割信号点群182には(01)を、第3副分割信号点群183には(00)を第4副分割信号点群184には(10)を割りあてる。このことは図7と等価である。

【0058】図15の第1象限のベクトル図を用いて第3データ列の信号点配置を詳しく説明すると例えば信号点201, 205, 209, 213を(11)、信号点202, 206, 210, 214を(01)、信号点203, 207, 211, 215を(00)、信号点204, 208, 212, 216を(10)とすれば、第3データ列の2bitのデータを第1データ、第2データと独立して、3階層の2bitデータが独立して伝送できる。

【0059】6bitのデータが送るだけでなく本発明の特徴として3つのレベルの性能の異なる受信機で、2bit, 4bit, 6bitの異なる伝送量のデータが伝送できしかも、3つの階層の伝送間の両立性をもたせることができる。

【0060】ここで、3階層伝送時の両立性をもたせるために必要な信号点の配置方法を説明する。

【0061】図15にあるように、まず、第1データ列のデータを第1受信機23で受信させるためには、 $A_1 \geq A_{T0}$ であることはすでに述べた。

【0062】次に第2データ列の信号点、例えば図10の信号点91と図15の副分割信号点群の182, 183, 184の信号点と区別できるように信号点間距離を確保する必要がある。

【0063】図15では $2/3 A_2$ だけ離れた場合を示す。この場合第1副分割信号点群181の内部の信号点201, 202の信号点間距離は $A_2/6$ となる。第3受信機43で受信する場合に必要な受信エネルギーを計算する。この場合、アンテナ32の半径を r_3 として、必要な送信エネルギーを4PSK送信エネルギーの n_{64} 倍であると定義すると、

$$r_3^2 = (12 r_1)^2 / (n - 1) \text{となる}$$

このグラフは図16の曲線221で表せる。例えば点222, 223の場合4PSK送信エネルギーの6倍の送信エネルギーが得られれば8倍の半径のアンテナで、ま

た9倍の送信エネルギーなら6倍のアンテナで第1、第2、第3のデータ列が復調できることがわかる。この場合、第2データ列の信号点間距離が $2/3 A_2$ と近づくため

$$r_2^2 = (3 r_1)^2 / (n-1) \text{ となり}$$

曲線223のように若干第2受信機33のアンテナ32を大きくする必要がある。

【0064】この方法は、現時点のように衛星の送信エネルギーが小さい間は第1データ列と第2データ列を送り、衛星の送信エネルギーが大巾に増加した将来において第1受信機23や第2受信機33の受信データを損なうことなく、また改造することなく第3データ列を送ることができるという両立性と発展性の両面の大きな効果が得られる。

【0065】受信状態を説明するために、まず第2受信機33から述べる。前述の第1受信機23が本来半径 r_1 の小さいアンテナでデジタル送信機51の4PSK変調信号及び送信機1の第1データ列を復調できるように設定してあるのに対し、第2受信機33では送信機1の図10に示した16値の信号点つまり第2データ列の16QAMの2ビットの信号を完全に復調できる。第1データ列と合わせて4bitの信号を復調できる。この場合 A_1 、 A_2 の比率が送信機により異なる。このデータを図21の復調制御部231で設定し、復調回路に閾値を送る。これによりAM復調が可能となる。

【0066】図21の第2受信機33のブロック図と、図19の第1受信機23のブロック図はほぼ同じ構成である。違う点は、まずアンテナ32がアンテナ22より大きい半径 r_2 をもっている点にある。このため、より信号点間距離の短い信号を弁別できる。次に、復調器35の内部に復調制御部231と、第1データ列再生部232と第2データ列再生部233をもつ。第1識別再生回路136は変形16QAMを復調するためAM復調機能をもっている。この場合、各搬送波は4値の値をもち、零レベルと±各2値の閾値をもつ。本発明の場合、変形16QAM信号のため、図22の信号ベクトル図のように閾値が送信機の送信出力により異なる。従って、 TH_{16} を基準化したスレシホールド値とすると、図22から明らかなように

$$TH_{16} = (A_1 + A_2 / 2) / (A_1 + A_2)$$

となる。

【0067】この A_1 、 A_2 もしくは TH_{16} 及び、多値変調の値 m の復調情報は、送信機1より、第1データ列の中に含めて送信される。また復調制御部231が受信信号を統計処理し復調情報を求める方法もとれる。

【0068】図26を用いてシフトファクター A_1/A_2 の比率を決定していく方法を説明する。 A_1/A_2 を変えると閾値が変わる。受信機側で設定した A_1/A_2 が送信機側で設定した A_1/A_2 の値から離れるに従いエラーは増える。図26の第2データ列再生部233からの復調

信号を復調制御回路231にフィールドバックしてエラーレートが減る方向にシフトファクター A_1/A_2 を制御することにより第3受信機43はシフトファクターを A_1/A_2 を復調しなくても済むため回路が簡単になる。また送信機は A_1/A_2 を送る必要がなくなり伝送容量が増えるという効果がある。これを第2受信機33に用いることもできる。復調制御回路231はメモリー231aを持つ。TV放送のチャンネル毎に異なるしきい値、つまりシフト比や信号点数や同期ルールを記憶し再びそのチャンネルを受信するとき、この値を呼び出すことにより受信が速く安定するという効果がある。

【0069】この復調情報が不明の場合、第2データ列の復調は困難となる。以下、(図24)のフローチャートを用いて説明する。

【0070】復調情報が得られない場合でもステップ313の4PSKの復調及びステップ301の第1データ列の復調はできる。そこで、ステップ302で第1データ列再生部232で得られる復調情報を復調制御部231に送る。復調制御部231はステップ303で m が4又は2ならステップ313の4PSKもしくは2PSKの復調を行う。NOならステップ304で m が8又は16ならステップ305へ向う。NOの場合はステップ310へ向う。ステップ305では TH_8 と TH_{16} の演算を行う。ステップ306で復調制御部231はAM復調の閾値 TH_{16} を第1識別再生回路136と第2識別再生回路137に送り、ステップ307、315で変形16QAMの復調と第2データ列の再生がなされる。ステップ308でエラーレートがチェックされ、悪い場合はステップ313に戻り、4PSK復調を行なう。

【0071】またこの場合、図22の信号点85、83は $\cos(\omega t + n\pi/2)$ の角度上にあるが、信号点84、86はこの角度上にない。従って図21の第2データ列再生部233より搬送波再生回路131へ第2データ列の搬送波送出情報を送り信号点84、86のタイミングの信号からは搬送波を抽出しないように設定してある。

【0072】第2データ列が復調不能な場合を想定して送信機1は第1データ列により搬送波タイミング信号を間欠的に送っている。この信号により第2データ列が復調できなくても、第1データ列のみでも信号点83、85がわかる。このため、搬送波再生回路131に搬送波送出情報を送ることにより搬送波が再生できる。

【0073】次に送信機1より、図23に示すような変形64QAMの信号が送られてきた場合、図24のフローチャートに戻るとステップ304で m が16でないか判断されステップ310で m が64以下かがチェックされ、ステップ311で等距離信号点方式でない場合、ステップ312に向かう。ここでは変形64QAM時の信号点間距離 TH_{64} を求めると

$$TH_{64} = (A_1 + A_2 / 2) / (A_1 + A_2)$$

であり、 TH_{16} と同じである。しかし、信号点間距離が小さくなる。

【0074】第1副分割信号点群181の中にある信号点間の距離を A_3 とすると、第1副分割信号点群181と第2副分割信号点群182の距離は $(A_2 - 2A_3)$ 、基準化すると $(A_2 - 2A_3) / (A_1 + A_2)$ となる。これを d_{64} と定義すると、 d_{64} が第2受信機33の弁別能力 T_2 以下である場合、弁別できない。この場合、ステップ313で判断し、 d_{64} が許容範囲外であればステップ313の4PSKモードに入る。弁別範囲にある場合はステップ305へ向い、ステップ307の16QAMの復調を行う。ステップ308でエラーレートが大きい場合は、ステップ313の4PSKモードに入る。

【0075】この場合、送信機1が図25(a)に示すような信号点の変形8QAM信号を送信すれば、全ての信号点が $\cos(2\pi f + n \cdot \pi/4)$ の角度上にあるため、4通倍回路により、全ての搬送波が同じ位相に縮退されるため搬送波の再生が簡単になるという効果が生まれる。この場合、配慮をしていない4PSK受信機でも第1データ列の2bitは復調でき、第2受信機33では第2データ列の1bit 図25(a)と図25(b)の信号点配置図は極座標方向(r, θ)にシフトした信号点を追加した場合のC-CDMの信号点を示す。さきに述べた直交座標上つまりXY方向に信号点をシフトさせたC-CDMを直交座標系C-CDMと呼び、極座標系つまり r, θ 方向に信号点をシフトさせたC-CDMを極座標系C-CDMを極座標系C-CDMと呼ぶ。

【0076】まず図25(a)の8PS-APSKの信号点配置図は、QPSKの4つの信号点の各々に極座標における半径 r 方向にシフトした信号点をもう1つずつ追加したものである。こうして、図25(a)に示すようにQPSKから8つの信号点をもつ極座標C-CDMのAPSKが実現する。これは極座標上において極(Pole)をシフトさせた信号点を追加したAPSKであることからShifted Pole-APSK略してSP-APSKと呼ぶ。この場合、図139に示すようにシフトファクター S_i を用いることによりQPSKに追加された信号点85の座標が定義できる。8PS-APSKの信号点は標準のQPSKの極座標 (r_0, θ_0) の信号点83を半径 r 方向に $S_1 r_0$ だけシフトさせた位置の信号点 $((S_1 + 1)r_0, \theta_0)$ を追加したものである。こうしてQPSKと同じ2bitのサブチャンネル1に1bitのサブチャンネル2が追加される。

【0077】また、図140のコンステレーション図に示すように、座標 (r_0, θ_0) 、 $(r_0 + S_1 r_0, \theta_0)$ の8つの信号点に半径 r 方向に $S_2 r_0$ だけシフトさせた信号点を追加することにより新たに $(r_0 + S_2 r_0, \theta_0)$ と $(r_0 + S_1 r_0 + S_2 r_0, \theta_0)$ の1bitの信号点が追加される。これは2種類の配置があるため1bitのサブチャンネルが得られる。これを16PS-A

PSKと呼び、2bitのサブチャンネル1と1bitのサブチャンネル2と1bitのサブチャンネル3をもつ。16-PS-APSKも $\theta = 1/4(2n+1)\pi$ 上に信号点があるため図19で説明した通常のQPSK受信機で搬送波が再生できるため第2サブチャンネルは復調できないが2bitの第1サブチャンネルは復調できる。このように極座標方向にシフトするC-CDM方式はPSKとくに現在の衛星放送において主流であるQPSK受信機と互換性を保ちながら伝送情報量を拡張できるという効果がある。このためPSKを使った第一世代の衛星放送の視聴者を失うことなく第2世代のAPSKを使った多値変調の情報量の多い衛星放送へと互換性を保ちながら拡張できる。

【0078】図25(b)の場合の信号点は極座標における角度 $\pi/8$ の上にある。これは16PSKの信号点の各象限4ケのつまり計16ケの信号点のうち各象限3ケつまり12ケの信号点に限定している。限定することにより、荒く見た場合、この3ケの信号点を一つの信号点とみなし全体で4個のQPSKの信号点とみなすことができる。こうして前述場合と同様に、QPSK受信機を用いて第1サブチャンネルを再生できる。

【0079】これらの信号点は $\theta = \pi/4$ 、 $\theta = \pi/4 + \pi/8$ 、 $\theta = \pi/4 - \pi/8$ の角度上に配置される。

つまり角度 $\pi/4$ 上にあるQPSKの信号点を極座標の角度方向に $\pm \pi/8$ シフトさせた信号点を追加したものである。 $\theta = \pi/4 \pm \pi/8$ の範囲にあるため、略々 θ PSKの $\theta = \pi/4$ 上の1つの信号点とみなせる。この場合のエラーレートは若干悪くなるが図19に示すQPSKの受信機23により4つの角度上の信号点とは弁別できるため復調でき2bitのデータが再生される。角度シフトC-CDMの場合、角度が π/n 上にある場合、搬送波再生回路は、他の発明の実施の形態と同様に n 通倍回路により、搬送波は再生できる。また π/n 上にはない場合は、他の発明の実施の形態の場合と同様にキャリア情報を一定期間に数ケ送ることにより、搬送波が再生できる。

【0080】また、図141に示すようにQPSK又は8-SP-APSKの信号点間の極座標における角度を $2\theta_0$ 、第1次角度シフトファクターを P_1 とすると信号点を2つに分割し角度 θ 方向に $\pm P_1 \theta_0$ だけシフトさせることにより、QPSKの場合 $(r_0, \theta_0 + P_1 \theta_0)$ と $(r_0, \theta_0 - P_1 \theta_0)$ の2つの信号点に分割され信号点の数が倍になる。こうして1bitのサブチャンネル3が追加される。これを $P = P_1$ の8-SP-PSKと呼ぶ。図142に示すようにこの8-SP-PSKの信号点を半径 r 方向に $S_1 r_0$ だけシフトさせた信号点を加えたものを16-SP-APSK(P, S_1 型)と呼ぶ。位相が同じである8PS-PSKによりサブチャンネル1、2が再生できる。さて、ここで図25(b)に戻る。極座標系の角度シフトを用いたC-CDMは図1

41のようにPSKに適用できるため、第一世代の衛星放送にも用いることができる。しかし、第2世代のAPSKの衛星放送に用いた場合、図142に示すように極座標系C-CDMはグループ内の信号点の間隔を均一にとることができない。従って電力利用効率が悪い。一方直交座標時のC-CDMはPSKとの互換性がよくない。

【0081】ず25(b)の方式は直交座標系と極座標系の双方に互換性をもつ。信号点を16PSKの角度上に配置しているので、16PSKにより復調できるとともに、信号点をグルーピングしてあるためQPSK受信機でも復調できる。また直交座標系にも配置してあるため16-SRQAMでも復調できる。QPSK、16PSK、16-SRQAMの3つの間の極座標系と直交座標系C-CDM間の互換性を実現しながら拡張できるといふ大きな効果がある方式である。i.tが再生でき、合計3bit再生できる。

【0082】次に第3受信機43について述べる。図26は第3受信機43のブロック図で、図21の第2受信機33とはほぼ同じ構成となる。違う点は第3データ列再生部234が追加されていることと識別再生回路に8値の識別能力があることにある。アンテナ42の半径 r_3 が r_2 よりさらに大きくなるため、より信号点間距離の近い信号、例えば32値QAMや64値QAMも復調できる。このため、64値QAMを復調するため、第1識別再生回路136は検信号波に対し、8値のレベルを弁別する必要がある。この場合7つの閾値レベルが存在する。このうち1つは0のため1つの象限には3つの閾値が存在する。

【0083】図27の信号スペースダイアグラムに示すように、第1象限では3つの閾値が存在する。

【0084】図27に示すように3つの正規化された閾値、 TH_{164} と TH_{264} と TH_{364} が存在する。

【0085】 $TH_{164} = (A_1 + A_3/2) / (A_1 + A_2)$

$TH_{264} = (A_1 + A_2/2) / (A_1 + A_2)$

$TH_{364} = (A_1 + A_2 - A_3/2) / (A_1 + A_2)$

で表わせる。

【0086】この閾値により、位相検波した受信信号をAM復調することにより、図21で説明した第1データ列と第2データ列と同様にして第3データ列のデータが復調される。図23のように第3データ列は例えば第1副分割信号群181の中の4つの信号点201、202、203、204の弁別により、4値つまり2bitとれる。こうして6bitつまり変形64値QAMの復調が可能となる。

【0087】この時の復調制御部231は第1データ列再生部232の第1データ列に含まれる復調情報により、 m 、 A_1 、 A_2 、 A_3 の値がわかるのでその閾値 TH_{164} と TH_{264} と TH_{364} を計算して第1識別再生回路

136と第2識別再生回路137に送り、変形64QAM復調を確実に行うことができる。この場合復調情報にはスクランブルがかかっているため許可された受信者しか64QAMを復調できないようにすることもできる。図28は変形64QAMの復調制御部231のフローチャートを示す。(図24)の16値QAMのフローチャートと違う点のみを説明する。図28のステップ304よりステップ320になり $m=32$ ならステップ322の32値QAMを復調する。N0ならステップ321で $m=64$ か判別し、ステップ323で A_3 が設定値以下から再生できないため、ステップ305に向い、図24と同じフローチャートになり、変形16QAMの復調を行なう。ここでステップ323に戻ると、 A_3 が設定値以上ならステップ324で閾値の計算を行い、ステップ325で第1、第2識別再生回路へ3つの閾値を送りステップ326で変形64QAMの再生を行い、ステップ327で第1、第2、第3データの再生を行い、ステップ328でエラーレートが大きければステップ305に向い16QAM復調をして小さければ64QAM復調を継続する。

【0088】ここで、復調に重要な搬送波再生方式について述べる。本発明は変形16QAMや、変形64QAMの第1データ列を4PSK受信機で再生させるところに特徴の一つがある。この場合、通常の4PSK受信機を用いた場合は搬送波の再生が困難となり正常な復調ができない。これを防止するため送信機側と受信機側でいくつかの対策が必要となる。

【0089】本発明による方法として2通りの方式がある。第1の方式は一定規則に基づき間欠的に $(2n-1)\pi/4$ の角度上の信号点を送る方法である。第2の方式は $n\pi/8$ の角度上に略略、全ての信号点を配置し送信する方法である。

【0090】第一の方法は、図38に示したように4つの角度、 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、 $7\pi/4$ の角度上にある信号点例えば信号点83、85の信号を送る時、図38の送信信号のタイムチャート図の中のタイムスロット群451のうち斜線で示す間欠的に送られる同期タイムスロット452、453、454、455をある一定の規則に基づき設定する。そして、この期間中に必ず上記角度上の8つの信号点の中のひとつの信号点を送信する。それ以外のタイムスロットでは任意の信号点を送信する。そして送信機1は、このタイムスロットを送る上記の規則を図41に示すデータの同期タイミング情報部499に配置して送信する。

【0091】この場合の送信信号の内容を図41を用いてさらに詳しく説明すると同期タイムスロット452、453、454、455を含むタイムスロット群451は1つの単位データ列491、 D_n を構成する。

【0092】この信号には同期タイミング情報の規則に基づき間欠的に同期タイムスロットが配置されているの

で、この配置規則がわかれば、同期タイムスロットにある情報を抽出することにより搬送波再生は容易にできる。

【0093】一方データ列492のフレームの先頭部分には、Sで示す同期領域493がありこれは斜線で示す同期タイムスロットだけで構成されている。この構成により上記の搬送波再生用の抽出情報が多くなるので4PSK受信機の搬送波再生が確実にしかも早くできるという効果がある。

【0094】この同期領域493は、S1、S2、S3で示す同期部496、497、498、等を含み、この部分には、同期のためのユニークワードや前述の復調情報が入っている。さらにI_Tで示す位相同期信号配置情報部499もあり、この中には、位相同期タイムスロットの配置間隔の情報や配置規則の情報等の情報が入っている。

【0095】位相同期タイムスロットの領域の信号点は特定の位相しかもたないため搬送波は4PSK受信機でも再生できるため、位相同期部配置情報I_Tの内容は確実に再生できるため、この情報入手後は搬送波を確実に再生できる。

【0096】図41の同期領域493の次に復調情報部501があり、変形多値QAM信号を復調するときに必要なスレシホールド電圧に関する復調情報が入っている。この情報は多値QAMの復調に重要なので、図41の同期領域502のように同期領域の中に復調情報502を入れると復調情報の入手がより確実になる。

【0097】図42はTDMA方式によりバースト状の信号を送る場合の信号配置図である。図41との違いはデータ列492、D_nと他のデータ列との間にガードタイム521が設けられ、この期間中、送信信号は送信されない。またデータ列492の先頭部には同期をとるための同期部522が設けられている。この期間中は前述の $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点しか送信されない。従って4PSKの復調器でも搬送波が再生できる。こうしてTDMA方式でも同期及び搬送波再生が可能となる。

【0098】次に図19の第1受信機23の搬送波再生方式について図43と図44を用いて詳しく述べる。図43において入力した受信信号は入力回路24に入り、同期検波回路541で同期検波された復調信号の1つは出力回路542に送られ出力され、第1データ列が再生される。抽出タイミング制御回路543で図41の位相同期部配置情報部499が再生され、どのタイミングで $(2n-1)\pi/4$ の位相同期部の信号が入ってくるかわかり、図44のような間欠的な位相同期制御信号561が送られる。復調信号は逡倍回路545に送られ、4逡倍されて搬送波再生制御回路54に送られる。図44の信号562のように真の位相情報563の信号とそれ以外の信号を含む。タイミングチャート564の中の斜

線に示すように $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点からなる位相同期タイムスロット452が間欠的に含まれる。これを位相同期制御信号564を用いて搬送波再生制御回路544により、サンプリングすることにより位相標本信号565が得られる。これをサンプリングホールドすることにより、所定の位相信号566が得られる。この信号はループフィルタ546を通り、VCO547に送られ搬送波が再生され、同期検波回路541に送られる。こうして図39の斜線に示すような $(2n-1)\pi/4$ の位相の信号点が抽出される。この信号を基に4逡倍方式により正確な搬送波が再生できる。この時、複数の位相が再生されるが図41の同期部496にユニークワードを入れることにより、搬送波の絶対位相を特定できる。

【0099】図40のように変形64QAM信号を送信する場合、略略 $(2n-1)\pi/4$ の位相の斜線で示す位相同期領域471の中の信号点に対してのみ位相同期タイムスロット452、452b等を送信機は送る。このため通常の4PSK受信機では搬送波は再生できないが、4PSKの第1受信機23でも、本発明の搬送波再生回路を装備することにより搬送波が再生できるという効果がある。

【0100】以上はコスタス方式の搬送波再生回路を用いた場合である。次に逆変調方式搬送波再生回路に本発明を用いた場合を説明する。

【0101】図45は本発明の逆変調方式搬送波再生回路を示す。入力回路24からの受信信号は同期検波回路541により、復調信号が再生される。一方、第1遅延回路591により遅延された入力信号は4相位変調器592において上記復調信号により逆復調され搬送波信号となる。搬送波再生制御回路544を通過してきた上記搬送波信号は、位相比較器593に送られる。一方VCO547からの再生搬送波は第2遅延回路594により、遅延され、位相比較器593で前述の逆変調搬送波信号と位相比較され、位相差信号はループフィルタ546を通してVCO547に供給され、受信搬送波と同位相の搬送波が再生される。この場合、図43のコスタス形搬送波再生回路と同様に、抽出タイミング制御回路543は図39の斜線で示した領域の信号点のみの位相情報をサンプリングさせるので16QAMでも64QAMでも、第1受信機23の4PSKの変調器で搬送波を再生できる。

【0102】次に、16逡倍方式により搬送波を再生する方式について述べる。図2の送信機1は、図46に示すように変形16QAMの信号点を $n\pi/8$ の位相に配置して変調および送信を行なう。図19の第1受信機23の方では、図48に示すような16逡倍回路661をもつコスタス型の搬送波再生回路を用いることにより、搬送波が再生できる。16逡倍回路661により、図46のような $n\pi/8$ の位相の信号点は第1象現に縮退さ

れるためループフィルタ546とVCO541により搬送波が再生できる。ユニークワードを同期領域に配置することにより16相から絶対位相を抽出することもできる。

【0103】次に16通倍回路の構成を説明する。復調信号から和回路662と差回路663により、和信号、差信号を作り、乗算器664で掛け合わせて $\cos 2\theta$ をつくる。また乗算器665では $\sin 2\theta$ をつくる。これらを乗算器666で乗算し、 $\sin 4\theta$ をつくる。

【0104】 $\sin 2\theta$ と $\cos 2\theta$ から、同様にし、和回路667差回路668と乗算器670により $\sin 8\theta$ をつくる。和回路671と差回路672と乗算器により $\cos 8\theta$ をつくる。そして乗算器674により $\sin 16\theta$ をつくることにより16通倍ができる。

【0105】以上のような16通倍方式により、図46のような信号点配置をした変形16QAM信号の全ての信号点の搬送波を特定の信号点を抽出することなしに再生できるという大きな効果がある。

【0106】また図47のような配置をした変形64QAM信号の搬送波も再生できるが、いくつかの信号点は同期領域471より若干ずれているので、復調時エラーレートが増えてしまう。

【0107】この対策として2つの方法がある。1つは同期領域をはずれた信号点の信号を送信しないことである情報量は減るが構成は簡単になるという効果がある。もう1つは図38で説明したように同期タイムスロットを設けることである。タイムスロット群451の中の同期タイムスロットの期間中に斜線で示す $n\pi/8$ の位相の同期位相領域471、471a等の信号点を送ることにより、この期間中に正確に同期をとることができるため位相誤差がすくなくなる。

【0108】以上のようにして16通倍方式により、簡単な受信機の構成で4PSK受信機により変形16QAMや変形64QAMの信号の搬送波を再生できるという大きな効果がある。また、さらに同期タイムスロットを設定した場合、変形64QAMの搬送波再生時の位相精度を上げるという効果が得られる。

【0109】以上詳しく述べたように本発明の伝送装置を用いることにより、1つの電波帯域で複数のデータを階層構造で同時に伝送することができる。

【0110】この場合に、一つの送信機に対し異なる受信感度と復調能力をもつ3つの階層の受信機を設定することにより、受信機の投資に見合ったデータ量を復調できるという特長がある。まず小さなアンテナと低分解能であるが低コストの第1受信機を購入した人受信者は第1データ列を復調再生できる。次に、中型のアンテナと中分解能の高コストの第2受信機を購入した受信者は第1、第2データ列を再生できる。また、大型のアンテナと高分解能の、かなり高コストの第3受信機を購入した人は第1、第2、第3データ列の全て復調再生できる。

【0111】もし第1受信機を家庭用デジタル衛星放送受信機にすれば多数の一般消費者に受け容れられるような低い価格で受信機を実現できる。第2受信機は当初は大型のアンテナを必要とする上に高コストのため消費者全般には受け容れられるものではないがHDTVを視聴したい人々には多少高くても意味がある。第3受信機は衛星出力が増加するまでの間かなり大型の産業用アンテナが必要で家庭用には現実的でなく産業用途に当初は適している。例えば超高解像HDTV信号を送り、衛星により各地の映画館に伝送すれば、映画館をビデオにより電子化できる。このばあい映画館やビデオシアターの運営コストが安くなるという効果もある。

【0112】以上のように本発明をTV伝送に応用した場合、3つの画質の映像サービスを1つの電波の周波数帯域で提供でき、しかもお互いに両立するという大きな効果がある。発明の実施の形態では4PSK、変形8QAM、変形16QAM、変形64QAMの例を示したが、32QAMや256QAMでも実現できる。又、8PSKや16PSK、32PSKでも実施できる。また発明の実施の形態では衛星伝送の例を示したが地上伝送や有線伝送でも同様に実現できることはいうまでもない。

【0113】（発明の実施の形態2）発明の実施の形態2は発明の実施の形態1で説明した物理階層構造をエラー訂正能力の差別化等により論理的にさらに分割し、論理的な階層構造を追加したものである。発明の実施の形態1の場合それぞれの階層チャンネルは電気信号レベルつまり物理的な復調能力が異なる。これに対し発明の実施の形態2ではエラー訂正能力等の論理的な再生能力が異なる。具体的には例えばD1の階層チャンネルの中のデータを例えばD1-1とD1-2の2つに分割し、この分割データの1つ例えばD1-1データのエラー訂正能力をD1-2データより高め、エラー訂正能力を差別化することより、復調再生時にD1-1とD1-2のデータのエラー後調能力が異なるため、送信信号のC/N値を低くしていた場合、D1-2が再生できない信号レベルにおいてもD1-1は設定したエラーレート内に収まり原信号を再生できる。これは論理的な階層構造ということができる。

【0114】つまり、変調階層チャンネルのデータを分割し、誤り訂正符号と積符号の使用等の誤り訂正の符号間距離の大きさを差別化することにより誤り訂正能力による論理的な階層構造が追加され、さらに細かい階層伝送が可能となる。

【0115】これを用いると、D1チャンネルはD1-1、D1-2の2つのサブチャンネル、D2チャンネルはD2-1、D2-2の2つのサブチャンネルに増える。

【0116】これを入力信号のC/N値と階層チャンネル番号の図87を用いて説明すると、階層チャンネルD1-1は最も低い入力信号で再生できる。このC/N値をdとすると、C/N=dの時、D1-1は再生されるがD1-2、

D₂₋₁、D₂₋₂は再生されない。次にCN=C以上になるとD₁₋₂がさらに再生され、CN=bの時D₂₋₁が加わり、CN=aの時D₂₋₂が加わる。このようにCNが上がるにつれて、再生可能な階層の総数が増えていく。逆をいうとCNが下がるにつれて、再生可能な階層の総数が減っていく。これを図86の伝送距離と再生可能CN値の図で説明する。一般的に図86実線861に示すように伝送距離が長くなるに従い、受信信号のC/N値は低下する。図85で説明したCN=aとなる地点の送信アンテナからの距離をL_aとし、CN=bではL_b、CN=CではL_c、CN=dではL_d、CN=eではL_eとなるとする。送信アンテナよりL_dの距離より近い地域は図85で説明したようにD₁₋₁チャンネルのみが再生できる。このD₁₋₁の受信可能範囲を斜線の領域862で示す。図から明らかなようにD₁₋₁チャンネルは一番広い領域で再生できる。同様にD₁₋₂チャンネルは送信アンテナより距離L_c以内の領域863で再生できる。距離L_c以内の範囲では領域862も含まれるためD₁₋₁チャンネルも再生できる。同様にD₂₋₁チャンネルが再生でき、領域865ではD₂₋₂チャンネルが再生可能となる。このようにして、CN値の劣化に伴わない伝送チャンネルが段階的に減少する階層型伝送ができる。データ構造を分離して階層構造にし、本発明の階層伝送を用いることにより、アナログ伝送のようにC/Nの劣化に伴いデータ量が次第に減少する階層型の伝送が可能となるという効果がある。

【0117】次に、具体的な構成を述べる。ここでは物理階層2層、論理階層2層の発明の実施の形態を述べる。図87は送信機1のブロック図である。基本的には発明の実施の形態1で説明した図2の送信機のブロック図と同じなので詳しい説明は省略するが、エラー訂正符号エンコーダが付加されている点が異なる。これをECCエンコーダと略す。分離回路3は1-1、1-2、2-1、2-2の4つの出力をもち、入力信号をD₁₋₁、D₁₋₂、D₂₋₁、D₂₋₂の4つの信号に分離して出力する。このうち、D₁₋₁、D₁₋₂信号は第1ECCエンコーダ871aに入力され、各々、主ECCエンコーダ872aと副ECCエンコーダ873aに送られ、誤り訂正の符号化がなされる。

【0118】ここで主ECCエンコーダ872aは副ECCエンコーダ873aよりも強力なエラー訂正能力を持っている。このため、図85のCN-階層チャンネルのグラフで説明したように、復調再生時、D₁₋₁チャンネルはD₁₋₂チャンネルより低いC/N値においてもD₁₋₁は基準エラーレート以下で再生できる。D₁₋₁はD₁₋₂よりC/Nの低下に強い論理的な階層構造となっている。誤り訂正されたD₁₋₁、D₁₋₂信号は合成器874aでD₁信号に合成され、変調器4に入力される。一方、D₂₋₁、D₂₋₂信号は第2ECCエンコーダ871bの中の各々主エンコーダ872bと副ECCエンコーダ87

3bにより誤り訂正符号化され合成器874bによりD₂信号に合成され、変調器4により入力される。主ECCエンコーダ872bは副ECCエンコーダ873bよりエラー訂正能力が高い。この場合、変調器4はD₁信号、D₂信号より階層型の変調信号を作り、送信部5より送信される。以上のように図87の送信機1はまず発明の実施の形態1で説明した変調によるD₁、D₂の2層の物理階層構造をもっている。この説明は既に述べた。次に、エラー訂正能力の差別化によりD₁₋₁とD₁₋₂又はD₂₋₁、D₂₋₂の各々2層の論理的階層構造をもっている。

【0119】次にこの信号を受信する状態を説明する。図88は受信機のブロック図である。図87の送信機の送信信号を受信した第2受信機33の基本構成は、発明の実施の形態1の図21で説明した第2受信機33とほぼ同じ構成である。ECCデコーダ876a、876bを追加した点が異なる。この場合、QAM変復調の例を示すが、ASKもしくはPSK、FSK変復調でもよい。

【0120】さて、図88において、受信された信号は復調器35によりD₁、D₂信号として再生され分離器3a、3bにより、各々D₁₋₁とD₁₋₂、D₂₋₁、D₂₋₂の4つの信号がつくられ、第1ECCデコーダ876aと第2ECCデコーダ876bに入力される。第1ECCデコーダ876aでは、D₁₋₁信号が主ECCデコーダ877aにより誤り訂正されて合成部37に送られる。一方、D₁₋₂信号は副ECCデコーダ878aにより誤り訂正され合成部37に送られる。同様に第2ECCデコーダ876bにおいてD₂₋₁信号は主ECCデコーダ877bにおいて、D₂₋₂信号は副ECCデコーダ878bにおいて誤り訂正され、合成部37に入力される。誤り訂正されたD₁₋₁、D₁₋₂、D₂₋₁、D₂₋₂信号は合成部37において1つの信号となり出力部36より出力される。

【0121】この場合、論理階層構造によりD₁₋₁はD₁₋₂より、またD₂₋₁はD₂₋₂より誤り訂正能力が高いため図85で説明したように、入力信号のC/N値がより低い状態においても所定の誤り率が得られ、原信号を再生できる。

【0122】具体的に主ECCデコーダ877a、877bと副ECCデコーダ878a、878bの間に誤り訂正能力の差別化を行う方法を述べる。副ECCデコーダにリードソロモン符号やBCH符号のような標準的な符号間距離の符号化方式を用いた場合、主ECCデコーダにリードソロモン符号とリードソロモン符号の両者の積符号や長符号化方式を用いた誤り訂正の符号間距離の大きい符号化方式を用いることにより誤り訂正能力に差をつけることができる。こうして論理的階層構造を実現できる。符号間距離を大きくする方法は様々な方法が知られているため他の方式に関しては省略する。本発明は

基本的にはどの方式も適用できる。

【0123】ここで論理的な階層構造を図89のC/Nと誤り訂正後のエラーレートの関係図を用いて説明する。図89において、直線881はD₁₋₁チャンネルのC/Nとエラーレートの関係を示し、直線882はD₁₋₂チャンネルのC/Nと訂正後のエラーレートの関係を示す。

【0124】入力信号のC/N値が小さくなればなる程、訂正後のデータのエラーレートは大きくなる。一定のC/N値以下では誤り訂正後のエラーレートがシステム設計時の基準エラーレートE_{th}以下に収まらず原データが正常に再生されない。さて、図89において徐々にC/Nを上げてゆくとD₁₋₁信号の直線881が示すようにC/Nがe以下の場合D₁チャンネルの復調ができない。e ≤ C/N < dの場合D₁チャンネルの復調はできるが、D₁₋₁チャンネルのエラーレートはE_{th}を上回り、原データを正常に再生できない。

【0125】C/N=dの時、D₁₋₁は誤り訂正能力がD₁₋₂より高いため、誤り訂正後のエラーレートは点885dに示すようにE_{th}以下になり、データを再生できる。一方、D₁₋₂の誤り訂正能力はD₁₋₁ほど高くないため訂正後のエラーレートがD₁₋₁ほど低くないため訂正後のエラーレートがE₂とE_{th}を上回るため再生できない。従ってこの場合D₁₋₁のみが再生できる。

【0126】C/Nが向上してC/N=Cになった時、D₁₋₂の誤り訂正後のエラーレートが点885Cに示すようにE_{th}に達するため、再生可能となる。この時点ではD₂₋₁、D₂₋₂つまりD₂チャンネルの復調は不確実な状況にある。C/Nの向上に伴い、C/N=b'においてD₂チャンネルが確実に復調できるようになる。

【0127】さらにC/Nが向上しC/N=bになった時点で、D₂₋₁のエラーレートが点885bに示すようにE_{th}まで減少し、D₂₋₁が再生できるようになる。この時、D₂₋₂のエラーレートはE_{th}より大きいため再生できない。C/N=aになって点885aに示すようにD₂₋₂のエラーレートがE_{th}にまで減少しD₂₋₂チャンネルが再生できるようになる。

【0128】このようにして、誤り訂正能力の差別化を用いることにより物理階層D₁、D₂チャンネルをさらに2層の論理階層2分割し、計4層の階層伝送ができるという効果が得られる。

【0129】この場合、データ構造を高階層のデータが欠落しても原信号の一部が再生できるような階層構造にし、本発明の階層伝送と組み合わせることにより、アナログ伝送のようにC/Nの劣化に伴いデータ量が次第に減少する階層型伝送が可能となるという効果がある。特に、近年の画像圧縮技術は急速に進歩しているため、画像圧縮データを階層構造とし階層伝送と組み合わせした場合、同一地点間において、アナログ伝送よりはるかに高画質の映像を伝送すると同時に、アナログ伝送のように

段階的に受信信号レベルに応じて画質を低くしながら広い地域で受信できる。このように従来のデジタル映像伝送にはなかった階層伝送の効果をデジタルによる高画質を保ちながら得ることができる。

【0130】(発明の実施の形態3)以下本発明の第3の発明の実施の形態について図面を参照しながら説明する。

【0131】図29は発明の実施の形態3の全体図である。発明の実施の形態3は本発明の伝送装置をデジタルTV放送システムに用いた例を示し、超高解像度の入力映像402は、第1画像エンコーダー401の入力部403に入力し、分離回路404により、第1データ列と第2データ列と第3データ列に分離され、圧縮回路405により圧縮され出力される。

【0132】他の入力映像406、407、408は各々第1画像エンコーダー401と同様の構成の第2画像エンコーダー409、410、411により圧縮され出力される。

【0133】これらの4組のデータのうち、第1データ列の4組の信号は、多重器412の第1多重器413によりTDM方式等の時間的に多重化されて、第1データ列として、送信機1に送られる。

【0134】第2データ列の信号群の全部もしくは1部は多重器414により多重化され、第2データ列として送信機1に送られる。また、第3データ列の信号群の全部もしくは1部は多重器415により多重化され、第3データ列として送信機1に送られる。

【0135】これらを受けて送信機1では3つのデータ列を変調器4により発明の実施の形態1で述べた変調を行い、送信部5によりアンテナ6と伝送路7により、衛星10に送り中継器12により、第1受信機23等の3種の受信機に送られる。

【0136】第1受信機23では伝送路21により半径r₁の小径のアンテナ22で受けて、受信信号の中の第1データ列のみを第1データ列再生部232で再生し、第1画像デコーダー421によりNTSC信号もしくはワイドNTSC信号等の低解像度の映像出力425と426を再生し出力させる。

【0137】第2受信機33では、半径r₂の中径のアンテナ32で受けて、第1データ列再生部232と第2データ列再生部233により第1データ列と第2データ列を再生し、第2画像デコーダー422により、HDTV信号等の高解像度の映像出力427もしくは映像出力425、426を再生し出力させる。

【0138】第3受信機43では、半径r₃の大径のアンテナ33で受けて、第1データ列再生部232と第2データ列再生部233と第3データ列再生部234により、第1データ列と第2データ列と第3データ列を再生し、ビデオシアターや映画館用の超高解像度HDTV等の超高解像度の映像出力428を出力する。映像出力4

25、4266、427も出力できる。一般のデジタルTV放送は、デジタル送信機51から放送され、第1受信機23で受信した場合、NTSC等の低解像度の映像出力426として出力される。

【0139】では、次に図30の第1画像エンコーダー401のブロック図に基づき、構成を詳しく述べる。超高解像度の映像信号は入力部403に入力され、分離回路404に送られる。分離回路404ではサブバンドコーディング方式により4つの信号に分離する。QMF等の水平ローパスフィルタ451と水平ハイパスフィルタ452により、水平低域成分と水平高域成分に分離され、サブサンプリング部453、454により、各々の成分はサンプリングレートを半分にした後、水平低域成分は垂直ローパスフィルタ455と垂直ハイパスフィルタ456により、各々水平低域垂直低域信号、略してH_LV_L信号と水平低域垂直高域信号、略してH_LV_H信号に分離され、サブサンプリング部457と458により、サンプリングレートを落として圧縮部405に送られる。

【0140】水平高域成分は、垂直ローパスフィルタ459と垂直ハイパスフィルタ460により、水平高域垂直低域信号、略してH_HV_L信号と、水平高域垂直高域信号、略してH_HL_H信号に分離され、サブサンプリング部461、462によりサンプリングレートを下げて、圧縮部405に送られる。

【0141】圧縮部405ではH_LV_L信号を第1圧縮部471でDCT等の最適の圧縮を行い第1出力部472より第1データ列として出力する。

【0142】H_LV_H信号は第2圧縮部473で圧縮され第2出力部464に送られる。H_HV_L信号は第3圧縮部463により圧縮され第2出力部464へ送られる。H_HV_H信号は分離回路465により高解像度映像記号(H_HV_H1)と超高解像度映像信号(H_HV_H2)に分けられ、H_HV_H1は第2出力部464へ、H_HV_H2は第3出力部468へ送られる。

【0143】次に図31を用いて第1画像デコーダー421を説明する。第1画像デコーダー421は第1受信機23からの出力、第1データ列つまりD₁を入力部501に入力しデスクランブル部502によりスクランブルを解いた後伸長部503により、前述のH_LV_L信号に伸長した後画面比率変更回路504と出力部505により画面比率を変更してNTSC信号の画像506、NTSC信号でストライプ画面の画像507、ワイドTVのフル画面の画像508もしくは、ワイドTVのサイドパネル画面の画像509を出力する。この場合、ノンインタレースもしくはインタレースの2つの走査線のタイプが選べる。走査線もNTSCの場合525本と二重描画による1050本が得られる。また、デジタル送信機51からの4PSKの一般のデジタルTV放送を受信した場合は、第1受信機23と第1画像デコーダ421によ

りTV画像を復調、再生できる。次に図32の第2画像デコーダーのブロック図を用いて第2画像デコーダーを説明する。まず第2受信機33からのD₁信号は第1入力部521より入力し、第1伸長部522で伸長され、オーバーサンプリング部523により2倍のサンプリングレートになり垂直ローパスフィルタ524により、H_LV_L信号が再生される。D₂信号は第2入力部530より入力し、分離回路531により3つの信号に分離され、第2伸長部532と第3伸長部533と、第3伸長部534により各々伸長及び、デスクランブルされ、オーバーサンプリング部535、536、537により2倍のサンプリングレートとなり、垂直ハイパスフィルタ538、垂直ローパスフィルタ539、垂直ハイパスフィルタ540により送られる。H_LV_L信号とH_LV_H信号は加算器525で加算され、オーバーサンプリング部541と水平ローパスフィルタ542により水平低域映像信号となり、加算器543に送られる。H_HV_L信号とH_HV_H1信号は加算器526により加算され、オーバーサンプリング部544と水平ハイパスフィルタ545により水平高域映像信号になり加算器543によりHDTV等の高解像度映像信号HD信号となり出力部546からHDTV等の画像出力547が出力される。場合によりNTSC信号も出力される。

【0144】図33は第3画像デコーダーのブロック図でD₁信号は第1入力部521からD₂信号は第2入力部530から入力し高域画像デコーダー527により前述の手順でHD信号が再生される。D₃信号は第3入力部551より入力し超高域部画像デコーダー552により伸長、デスクランブル、および合成されH_HV_H2信号が再生される。この信号はHD信号と合成器553で合成され超高解像度TV信号、S-HD信号となり出力部554より超高解像度映像信号555が出力される。

【0145】次に図29の説明で触れた多重化401の具体的な多重化方法について述べる。図34はデータ配列図であり、第1データ列、D₁と第2データ列、D₂と第3データ列D₃に6つのNTSCチャンネルL1、L2、L3、L4、L5、L6と6つのHDTVチャンネルM1～M6と6つのS-HDTVチャンネルH1～H6をTの期間中に、時間軸上にどう配置するかを描いたものである。図34はまずTの期間にD₁信号にL1からL6をTDM方式等で時間多重により配置するものである。D₁のドメイン601に第1チャンネルのH_LV_L信号を送る。次にD₂信号のドメイン602には第1チャンネルに相当する時間領域に第1チャンネルのHDTVとNTSCとの差分情報M1つまり、前述のH_LV_H信号とH_HV_L信号とH_HV_H1信号を送る。またD₃信号のドメイン603には第1チャンネルのスーパーHDTV差分情報H1、すなわち図30で説明したH_HV_H2H1を送る。

【0146】ここで第1チャンネルのTV局を選択した

場合を説明する。まず小型アンテナと第1受信機23と第1画像デコーダ421のシステムをもつ一般の受信者は図31のNTSCもしくはワイドNTSCのTV信号が得られる。次に中型アンテナと第2受信機33と第2画像デコーダ422をもつ特定の受信者はチャンネル1を選択した場合第1データ列、 D_1 のドメイン601と第2データ列、 D_2 のドメイン602の信号を合成してチャンネル1のNTSC番組と同じ番組内容のHDTV信号を得る。

【0147】大型アンテナと多値復調できる第3受信機43と第3画像デコーダ423をもつ映画館等の一部の受信者は D_1 のドメイン601と D_2 のドメイン602と D_3 のドメイン603の信号を合成し、チャンネル1のNTSCと同じ番組内容で映画館用の画質の超解像度HDTV信号を得る。2から3までの他のチャンネルも同様に再生される。

【0148】図35は別のドメインの構成である。まずNTSCの第1チャンネルは L_1 に配置されている。この L_1 は D_1 信号の第1タイムドメインのドメイン601の位置にあり、先頭部にNTSC間のデスクランブル情報と発明の実施の形態1で説明した復調情報を含む情報S11が入っている。次にHDTVの第1チャンネルは L_1 と M_1 に分割されて入っている。 M_1 はHDTVとNTSCとの差分情報であり、 D_2 のドメイン602とドメイン611の両方に入っている。この場合6MbpsのNTSC圧縮信号を採用し L_1 に収容すると、 M_1 の帯域は2倍の12Mbpsになる。 L_1 と M_1 とを合わせると18Mbpsの帯域が第2受信機33と第2画像デコーダ423から復調再生可能である。一方、現在提案されている圧縮方法を用い約15Mbpsの帯域でHDTV圧縮信号を実現することができる。従って図35の配置でチャンネル1でHDTVとNTSCを同時に放送できる。この場合チャンネル2ではHDTVの再生はできない。S21はHDTVのデスクランブル情報である。また、スーパーHDTV信号は L_1 と M_1 と H_1 に分割して放送される。スーパーHDTVの差分情報は D_3 のドメイン603、612、613を用い、NTSCを6Mbpsに設定した場合、合計36Mbps送れ、圧縮を高くすれば映画館用画質の走査線約2000本のスーパーHDTV信号も伝送できる。

【0149】図36の配置図は D_3 で6つのタイムドメインを占有させスーパーHDTV信号を伝送した場合を示す。NTSC圧縮信号を6Mbpsに設定した場合9倍の54Mbpsが伝送できる。このためより高画質のスーパーHDTVを伝送できる。

【0150】以上は、送信信号の電波の水平もしくは垂直の偏波面の片方を利用する場合である。ここで水平と垂直の2つの偏波面を使うことにより、周波数利用効率は2倍となる。以下に説明をする。

【0151】図49は第1データ列の水平偏波信号 D_{V1}

と垂直偏波信号 D_{H1} 及び第2データ列の同じく D_{V2} と D_{H2} 、第3データ列の D_{V3} と D_{H3} の信号配置図を示す。この場合、第1データ列の垂直偏波信号 D_{V1} にNTSC等の低域TV信号が入っており第1データ列の水平偏波信号 D_{H1} に高域TV信号が入っている。従って、垂直偏波アンテナしかもっていない第1受信機23は、NTSC等の低域信号を再生できる。一方、垂直、水平の両方向の偏波アンテナをもつ第1受信機23は、例えば、 L_1 と M_1 信号を合成しHDTV信号を得ることができる。つまり、第1受信機23を用いた場合、アンテナの能力により、一方ではNTSCが、他方ではNTSCとHDTVが再生できるため2方式が両立するという大きな効果がある。

【0152】図50はTDMA方式にした場合で、各データバースト721の先頭部に同期部731とカード部741が設けられている。又、フレームの先頭部には同期情報部720が設けられている。この場合は、各タイムスロット群が、各々1つのチャンネルが割り当てられている。例えば、第1タイムスロット750で第1チャンネルの全く同じ番組のNTSC、HDTV、スーパーHDTVを送ることができる。各々のタイムスロット750～750eが完全に独立している。従って特定の放送局が特定のタイムスロットを用いてTDMA方式で放送する場合、他局と独立してNTSC、HDTV、スーパーHDTVの放送ができるという効果がある。又、受信側も水平偏波アンテナで第1受信機23をもつ構成の場合NTSC-TV信号を両偏波アンテナなら、HDTVを再生できる。第2受信機33にすると低解像度のスーパーHDTVを再生できる。第3受信機43にするとスーパーHDTV信号を完全に再生できる。以上のように両立性のある放送システムを構築出来る。この場合、図50のような配置で、バースト状のTDMA方式でなく、図49のような連続信号の時間多重も可能である。また図51に示すような信号配置にすればより高解像度のHDTV信号を再生できる。

【0153】以上述べたように発明の実施の形態3により超高解像度型HDTV、HDTVとNTSC-TVの3つの信号の両立性のあるデジタルTV放送が可能になるという顕著な効果がある。とくに映画館等に伝送した場合、映像を電子化することができるという新たな効果がある。

【0154】ここで、本発明による変形QAMをSRQAMと呼び、具体的なエラーレートについて述べる。

【0155】まず、16SRQAMのエラーレートを計算する。図99は16SRQAMの信号点のベクトル図である。第1象限において、16QAMの場合、信号点83a、83b、84a、85、83a等の各16ヶの信号点の間隔は等間隔であり、全て 2δ である。

【0156】16QAMの信号点83aは座標軸のI軸、Q軸より δ の距離にある。ここで16SRQAMに

する場合、 n をシフト値と定義すると、信号点83aはシフトして、座標軸からの距離を $n\delta$ の位置の信号点83へ移動させる。この場合 n は

$$0 < n < 3$$

である。また他の信号点84a、86aもシフトして信号点84、86の位置に移動する。第1データ列の誤り率を $Pe1$ とすると

【0157】

【数1】

$$Pe1-16 = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{3\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \\ = \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\sqrt{p}}{\sqrt{9+n^2}} \right)$$

【0158】第2データ列の誤り率を $Pe2$ とすると

【0159】

【数2】

$$Pe2-16 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{3-n}{2}\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \\ = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{3-n}{2}\delta}{2\sqrt{9+n^2}} \sqrt{p} \right)$$

【0160】となる。次に36SRQAMもしくは32SRQAMのエラーレートを計算する。図100は36SRQAMの信号ベクトル図である。第1象限において36QAMの信号点間距離は 2δ であると定義する。

【0161】36QAMの信号点83aは座標軸より δ の距離にある。この信号点83aは36SRQAMになると信号点83の位置にシフトし、座標軸より $n\delta$ の距離となる。各々の信号点はシフトして信号点83、84、85、86、97、98、99、100、101となる。9ヶの信号点からなる信号点群90を一つの信号点とみなして、変形4PSK受信機で受信し、第1データ列 $D1$ のみ一再生した場合の誤り率を $Pe1$ とし、信号点群90の中の9個の信号点を各々弁別し、第2データ列 $D2$ を再生した場合の誤り率を $Pe2$ とすると

【0162】

【数3】

$$Pe1-32 = \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \\ = \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{6p}{5}} \times \frac{n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right) \\ Pe2-32 = \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\frac{5-n}{4\sqrt{22}} \frac{\delta}{p} \right) \\ = \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3p}{40}} \times \frac{5-n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right)$$

【0163】となる。この場合、図101の C/N ～エラーレート図はエラーレート Pe と伝送系の C/N との関係を計算した一例を示す。曲線900は比較のため従来方式の32QAMのエラーレートを示す。直線905はエラーレートが10の -1.5 乗の直線を示す。本発明のSRQAMのシフト量 n を1.5とした場合の第1階層 $D1$ のエラーレートは曲線901aとなり、エラーレートが10 $^{-1.5}$ において曲線900の32QAMに対して C/N 値が5dB下がっても $D1$ は同等のエラーレートで再生できるという効果がある。

【0164】次に $n=1.5$ の場合の第2階層 $D2$ のエラーレートは曲線902aで示される。エラーレートが10 $^{-1.5}$ において、曲線900に示す32QAMに比べて C/N を2.5dB上げないと同等のエラーレートで再生できない。曲線901b、曲線902bは $n=2.0$ の場合の $D1$ 、 $D2$ を示す。曲線902cは $D2$ を示す。これをまとめると、エラーレートが10の -1.5 乗の値において22n=1.5、2.0、2.5の時、32QAMに比べて各々 $D1$ は5、8、10dB改善され、 $D2$ は2.5dB劣化する。

【0165】32SRQAMの場合にシフト量 n を変化させた場合に所定のエラーレートを得るのに必要な第1データ列 $D1$ と第2データ列 $D2$ の C/N 値を図103のシフト量 n と C/N の関係図で示す。図103をみると明らかなように、 n が0.8以上であれば、階層伝送つまり第1データ列 $D1$ と第2データ列 $D2$ の伝送に必要な C/N 値の差が生まれ、本発明の効果が生じることがわかる。従って、32SRQAMの場合 $n>0.85$ の条件下で効果がある。16SRQAMの場合のエラーレートは図102の C/N とエラーレートの関係図のようになる。図102において曲線900は16QAMのエラーレートを示す。曲線901a、901b、901cは各々第1データ列 $D1$ の $n=1.2$ 、1.5、1.8の場合のエラーレートを示す。曲線902a、902b、902cは各々第2データ列 $D2$ の $n=1.2$ 、1.5、1.8の場合のエラーレートを示す。

【0166】図104のシフト量 n と C/N の関係図は16SRQAMの場合にシフト量 n を変化させた場合に特定のエラーレートを得るのに必要な第1データ列 $D1$ と第2データ列 $D2$ の C/N の値を示したものである。図104から明らかなように16SRQAMの場合 $n>0.9$ であれば本発明の階層伝送が可能となることがわかる。以上から $n>0.9$ なら階層伝送が成立する。

【0167】ここで具体的にデジタルTVの地上放送に本発明のSRQAMを適用した場合の一例を示す。図105は地上放送時の送信アンテナと受信アンテナとの距離と、信号レベルとの関係図を示す。曲線911は送信アンテナの高さが1250ftの場合の受信アンテナの信号レベルを示す。まず、現在検討が進められているデジタルTV放送方式において要求される伝送系の要求エ

ラーレートを10の-1.5乗と仮定する。領域912はノイズレベルを示し、点910は $C/N=15\text{dB}$ になる地点で従来方式の32QAM方式の受信限界点を示す。この $L=60\text{mile}$ の地点においてデジタルのHDTV放送が受信できる。

【0168】しかし、天候等の受信条件の悪化により時間的に C/N は5dBの中に変動する。 C/N 位が閾値に近い受信状況において C/N が低下すると急激にHDTVの受信が不能となる問題を持っている。また地形や建築物の影響により、少なくとも10dB程度の変動が見込まれ、60mileの半径内の全ての地点で受信できる訳でない。この場合、アナログと違いデジタルの場合完全に映像が伝送できない。従って従来のデジタルTV放送方式のサービスエリアは不確実なものであった。

【0169】一方、本発明の32SRQAMの場合、前述のように図133、図137の構成により3層の階層となる。第1-1階層 D_{1-1} でMPEGレベルの低解像度NTSC信号を送り、第1-2階層 D_{1-2} でNTSC等の中解像度TV成分を送り、第2階層 D_2 でHDTVの高域成分を送ることができる。例えば図105において第1-2階層のサービスエリアは点910aのように70mile地点まで拡大し、第2階層は910bのように、55mile地点まで後退する。図106の32SRQAMのサービスエリア図はこの場合のサービスエリアの面積の違いを示す。図106はコンピュータシミュレーションを行い、図53のサービスエリア図をより具体的に計算したものである。図106において領域708、703c、703a、703b、712は各々従来方式の32QAMのサービスエリア、第1-1階層 D_{1-1} のサービスエリア、第1-2階層 D_{1-2} のサービスエリア、第2階層 D_2 のサービスエリア、隣接アナログ局のサービスエリアを示す。このうち、従来方式の32QAMのサービスエリアのデータは従来開示されているデータを用いている。

【0170】従来方式の32QAMの放送方式では名目上60マイルのサービスエリアを設定できる。しかし、実際は天候や地形の条件変化により受信限界地近傍においてきわめて受信状態が不安定であった。

【0171】しかし、本発明の36SRQAMを用い、第1-1階層 D_{1-1} でMPEG1グレードの低域TV成分を送り、第1-2階層 D_{1-2} でNTSCグレードの中域TV成分を送信し、第2階層 D_2 でHDTVの高域TV成分を送信することにより、図106のように高解像度グレードのHDTVのサービスエリアの半径が5マイル縮小するものの、中解像度グレードのEDTVのサービスエリアの半径が10マイル以上拡大し、低解像度のLDTVのサービスエリアは18マイル拡大するという効果が生まれる。図107はシフトファクター n もしくは $s=1.8$ の場合のサービスエリアを示し、図135は図107のサービスエリアを面積で示したものです。

【0172】このことにより、一番目に従来方式では、受信条件が悪い地域において存在した受信不能地域においても本発明のSRQAM方式を適用することにより、少なくとも設定したサービスエリア内においては殆んど受信機で中解像度もしくは低解像度グレードでTV放送を受信できるような送信が可能となる。従って通常のQAMでは発生するビルかげや低地の受信不能領域と隣接アナログ局からの妨害を受けるような地域において本発明を用いることによりこの受信不能地域が大幅に減少し、これに伴い実質的な受信者数を増大できる。

【0173】二番目に従来のデジタルTV放送方式では高価なHDTV受信機と受像機をもつ受信者しか放送を受信できなかったため、サービスエリア内においても一部の受信者しか視聴できなかった。しかし本発明では従来のNTSCやPALやSECAM方式の従来型のTV受像機を持っている受信者もデジタル受信機のみを増設することにより、デジタルHDTV放送の番組をNTSCグレードもしくはLDTVグレードではあるが受信可能になるという効果がある。このため受信者はより少ない経済的負担で番組が視聴できる。同時に総受信者数が増えるためTV送信者側はより多くの視聴者を得られるためTV事業としての経営がより安定するという社会的効果が生まれる。

【0174】三番目に中低解像度グレードの受信地域の面積は $n=2.5$ の場合、36%従来方式に比して拡大する。拡大に応じて受信者が増える。サービスエリアの拡大と受信者数の増加によりその分TV事業者の事業収入が増大する。このことによりデジタル放送の事業リスクが減りデジタルTV放送の普及が早まることが期待できる。

【0175】さて、図107の32SRQAMのサービスエリア図にみるように、 n もしくは $s=1.8$ の場合も同様の効果が得られる。シフト値 n を変更することにより、各々の放送局がHDTV受像機とNTSCTV受像機の分布状況等の地域特有の条件や事情に応じて n を変更し、SRQAMの D_1 と D_2 のサービスエリア703aと703bを最適な条件に設定することにより、受信者は最大の満足放送局は最大の受信者数を得ることができる。

【0176】この場合

$$n > 1.0$$

の時、以上のような効果が得られる。従って、32SRQAMの場合 n は

$$1 < n < 5$$

となる。同様にして16SRQAMの場合 n は

$$1 < n < 3$$

となる。

【0177】この場合図99、図100のようにシフトさせて第1と第2階層を得るSRQAM方式において、16SRQAM、32SRQAM、64SRQAMにお

いて n が1.0以上であれば、地上放送において本発明の効果が得られる。発明の実施の形態では映像信号を伝送した場合を説明したが音声信号を高域部もしくは高分解能部と低域部もしくは低分解能部にわけ、それぞれ第2データ列、第1データ列として本発明の伝送方式を用いて伝送すると、同様の効果が得られる。PCM放送、ラジオ、携帯電話に用いるとサービスエリアが広がるという効果がある。

【0178】また、発明の実施の形態3では図133に示すように時間分割多重(TDM)方式と組み合わせてTDMによるサブチャンネルを設け、ECC Encoder 743aとECC Encoder 743bに示すように2つのサブチャンネルのエラー訂正のコードゲインを差別化することにより、各サブチャンネルの閾値に差をつけ階層型伝送のサブチャンネルを増やすことができる。この場合、図137に示すように2つのサブチャンネルのTrellis EncoderのCode gainsを変えてもよい。詳しい説明は後述する発明の実施の形態6の図131の説明と同じであるため省略する。図106のシミュレーションにおいては第1-1サブチャンネル D_{1-1} と第1-2サブチャンネル D_{1-2} と間に5 dBのCoding Gainの差をつけた場合を示している。SRQAMは“C-CDM”とよばれる本発明の信号点符号分割多重方式(Constellation-Code Division Multiplex)をrectangle-QAMに応用したものである。C-CDMはTDMやFDMと独立した多重化方式である。コードに対応した信号点コードを分割することにより、サブチャンネルを得る方式である。この信号点の数を増やすことによりTDMやFDMにはない伝送容量の拡張性が得られる。このことは従来機器とほぼ完全な互換性を保ちながら実現する。このようにC-CDMは優れた効果をもつ。

【0179】さて、C-CDMとTDMを組み合わせた発明の実施の形態を用いたが周波数分割多重方式(FDM)と組み合わせても、同様の閾値の緩和効果が生まれる。例えば、TV放送に用いた場合、図108のTV信号の周波数分布図に示すようになる。従来のアナログ放送例えばNTSC方式の信号はスペクトラム725のような周波数分布をしている。一番大きな信号は映像のキャリア722である。カラーのキャリア723や音声のキャリア724はそれほど大きくない。お互いの干渉を避けるため、デジタル放送の信号をFDMにより2つの周波数に分ける方法がある。この場合、図に示すように映像のキャリア722を避けるように第1キャリア726と第2キャリア727に分割し各々第1信号720と第2信号721を送ることにより干渉は軽減できる。第1信号720により低解像度TV信号を大きな出力で送信し、第2信号721により高解像度信号を小さな出力で送信することにより、妨害を避けながらFDMによる階層型放送が実現する。

【0180】ここで図134に従来の方式32QAMを

用いた場合の図を示す。サブチャンネルAの方が出力が大きいため、閾値はThreshold1はサブチャンネルBの閾値Threshold2に比べて4~5 dB小さくて良い。従って4~5 dB閾値の差をもつ2層の階層型放送が実現する。しかし、この場合、受信信号のレベルがThreshold2以下になると情報量の大巾を占める第2信号721aの斜線で示す信号の全部が全く受信できなくなり、情報量の少ない第1信号720aしか受信できなくなり、第2階層では画質の著しく悪い画像しか受信できない。

【0181】しかし、本発明を用いた場合、図108に示すようにまず第1信号720にC-CDMにより得られる32SRQAMを用いてサブチャンネル1 of Aを追加する。この閾値の低いサブチャンネル1 of Aにさらに低解像度の成分をのせる。第2信号721を32SRQAMとし、サブチャンネル1 of Bの閾値を第1信号の閾値Threshold2に合わせる。すると信号レベルがThreshold-2に下がっても受信できなくなる。領域は斜線で示す第2信号部721aのみとなり、サブチャンネル1 of BとサブチャンネルAが受信できるため伝送量はあまり減らない。従って第2階層においても画質の良い画像がTh-2の信号レベルにおいても受信できるという効果がある。

【0182】一方のサブチャンネルに普通解像度の成分を伝送することにより、さらに階層の数が増え、低解像度のサービスエリアが広がるという効果も生まれる。この閾値の低いサブチャンネルに音声情報又は同期情報、各データのヘッダー等の重要な情報を入れることにより、この重要な情報は確実に受信できるため安定した受信が可能となる。第2信号721に、同様の手法を用いると、サービスエリアの階層が増える。HDTVの走査線が1050本の場合、525本に加えて、C-CDMにより775本のサービスエリアが加わる。

【0183】このようにして、FDMとC-CDMを組み合わせるとサービスエリアが拡大するという効果が生まれる。この場合FDMにより2つのサブチャンネルを設けたが3つの周波数に分割し、3つのサブチャンネルを設けてもよい。

【0184】次にTDMとC-CDMを組み合わせて妨害を避ける方法を述べる。図109に示すようにアナログTV信号には水平帰線部732と映像信号部731がある。水平帰線部732の信号レベルが低いことと、この期間中は妨害を受けても画面に出力されないことを利用する。デジタルTV信号の同期をアナログTV信号と合わせ、水平帰線部732の期間の水平帰線同期スロット733、733aに重要なデータ、例えば同期信号等を送るか高い出力で多くのデータを送ることができる。このことにより、妨害を増やさずにデータ量を増やしたり出力を上げられるという効果がある。なお垂直帰線部735、735aの期間に同期させて垂直帰線同期スロット737、737aを設けても同様の効果が得られ

る。

【0185】図110はC-CDMの原理図である。又、図111は16QAMの拡張版のC-CDMのコード割り当て図を示し、図112は32QAM拡張版のコード割り当て図を示す。図110、111に示すように256QAMは第1、2、3、4層740a、740b、740c、740dの4つの層に分けられ、各々4、16、64、256ケのセグメントを持つ。第4層740dの256QAMの信号点コードワード742dは8bitの“11111111”である。これを2bitずつ4つのコードワード741a、741b、741c、741dに分割し、各第1、2、3、4層740a、740b、740c、740dの信号点領域742a、742b、742c、742dに各々“11”、“11”、“11”、“11”を割り当てる。かくして、2bitずつのサブチャンネルすなわち、サブチャンネル1、サブチャンネル2、サブチャンネル3、サブチャンネル4ができる。これを信号点符号分割多重方式という。図111は16QAMの拡張版の具体的な符号配置を示し、図112は36QAMの拡張版を示す。C-CDM多重化方式は独立したものである。従って従来の周波数分割多重方式(FDM)や時間分割多重方式(TDM)

$$P_{e1-16} = \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_2+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+S_2+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

【0192】サブチャンネル2のエラーレートは

【0193】

$$P_{e2-16} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_1\delta}{2\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1-S_2)\delta}{2\sigma}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+S_2)\delta}{2\sigma}\right)$$

【0194】サブチャンネル3のエラーレートは

【0195】

【数8】

$$P_{e3-10} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_2\delta}{2\sigma}\right)$$

【0196】で現せる。

(発明の実施の形態4)以下本発明の第4の一発明の実施の形態について図面を参照しながら説明する。

【0197】図37は発明の実施の形態4の全体のシステム図である。発明の実施の形態4は発明の実施の形態3で説明した伝送装置を地上放送に用いたもので、ほぼ同じ構成、動作である。発明の実施の形態3で説明した図29との違いは、送信用のアンテナ6aが地上伝送用アンテナになっている点と各受信機の各々のアンテナ21a、31a、41aが地上伝送用アンテナになっている点のみである。その他の動作はまったく同じであるため重複する説明を省略する。衛星放送と違い、地上放送の場合は送信アンテナ6aと受信機との距離が重要となる。遠距離にある受信機は到達電波が弱くなり、従来の送信機で単に多値QAM変調した信号では全く復調できず番組を視聴することはできない。

【0198】しかし本発明の伝送装置を用いた場合、図

*M)と組み合わせることにより、更にサブチャンネルが増やせるという効果がある。こうしてC-CDM方式により新しい多重化方式を実現できる。Rectangle-QAMを用いてC-CDMを説明したが、信号点をもつ他の変調方式例えば他の形のQAMやPSK、ASK、そして周波数領域を信号点とみなし、FSKも同様に多重化できる。

【0186】例えば前述の8PS-APSKのサブチャンネル1のエラーレートは

【0187】

【数4】

$$P_{e1-8} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{(S_1+1)\delta}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

【0188】サブチャンネル2のP_{e2-8}は

【0189】

【数5】

$$P_{e2-8} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S_1\delta}{2\sigma}\right)$$

【0190】16-PS-APSK(PS型)のサブチャンネル1のエラーレートは

【0191】

【数6】

※【数7】

37のように遠距離にアンテナ22aがある第1受信機23は変形64QMA変調信号もしくは変形16QAM変調信号を受信して4PSKモードで復調し第1データ列のD1信号を再生するのでNTSCのTV信号が得られる。従って電波が弱くても中解像度でTV番組を視聴できる。

【0199】次に中距離にアンテナ32aがある第2受信機33では到達電波が充分強い変形16または64QAM信号から第2データ列と第1データ列を復調できHDTV信号が得られる。従って同じTV番組をHDTVで視聴できる。

【0200】一方、近距離にあるか超高感度のアンテナ42aをもつ第3受信機43は電波が変形64QAM信号の復調に充分な強度であるため第1、2、3、データ列D1、D2、D3を復調し超高解像度HDTV信号が得られる。同じTV番組を大型映画と同じ画質のスーパーHDTVで視聴できる。

【0201】この場合の周波数の配置方法は図34、図35、図36の図を用いて時間多重配置を周波数配置に読み代えることにより説明できる。図34のように1から6チャンネルまで周波数がわり割られている場合D1信号にNTSCのL1を第1チャンネルに、D2信号

の第1チャンネルのM1にHDTVの差分情報を、D3信号の第1チャンネルのH1に超高解像度HDTVの差分情報を配置することによりNTSCとHDTVと超解像度HDTVを同一のチャンネルで送信することができる。また図35、図36のように他のチャンネルのD2信号やD3信号を使用することが許可されれば、より高画質のHDTVや超高解像度HDTVが放送できる。

【0202】以上のように互いに両立性のある3つのデジタルTV地上放送を1つのチャンネルもしくは他のチャンネルのD2、D3信号領域を使用して放送できるとい

う効果がある。本発明の場合、同じチャンネルで同じ内容のTV番組を中解像度であれば、より広範囲の地域で受信できるという効果がある。

【0203】デジタル地上放送として16QAMを用いた6MHzの帯域のHDTV放送等が提案されている。しかしこれらの方式はNTSCとの両立性がないため同じ番組をNTSCの別チャンネルで送信するサイマルキャスト方式の採用が前提となっている。また16QAMの場合、伝送できるサービスエリアが狭くなることが予想されている。本発明を地上放送に用いることにより別

にチャンネルを設ける必要がなくなるだけでなく、遠距離の受信機でも中解像度で番組を視聴できるため放送サービスエリアが広いという効果がある。

【0204】図52は従来提案されている方式のHDTVのデジタル地上放送時の受信妨害領域図を示すもので、従来提案されている方式を用いたHDTVのデジタル放送局701からHDTVの受信できる受信可能領域702と隣接するアナログ放送局711の受信可能領域712を示している。両者の重複する重複部713においてはアナログ放送局711の電波妨害により、少なくともHDTVを安定して受信することができなくなる。

【0205】次に図53は本発明による階層型の放送方式を用いた場合の受信妨害領域図を示す。本発明は従来方式と同一の送信電力の場合、電力利用効率が低いため、HDTVの高解像度受信可能領域703は上述の従来方式の受信可能領域702より若干狭くなる。しかし、従来方式の受信可能領域702より広い範囲のデジタルNTSC等の低解像度受信可能領域704が存在する。以上の2つの領域から構成される。この場合のデジタル放送局701からアナログ放送局711への電波妨害は図52で示した従来方式と同レベルである。

【0206】この場合、本発明ではアナログ放送局711からのデジタル放送局701への妨害は3つの領域が存在する。1つはHDTVもNTSCも受信できない第1妨害領域705である。第2は妨害を受けるもののNTSCを妨害前と同様に受信できる第2妨害領域706で一重斜線で示す。ここではNTSCはC/Nが低くても受信可能な第1データ列を使用しているためアナログ局711の電波妨害によりC/Nが低下しても妨害の影響範囲は狭い。

【0207】第3は妨害前はHDTVが受信できていたが妨害後はNTSCのみ受信できる第3妨害領域707で2重斜線で示す。

【0208】以上のようにして従来方式より妨害前のHDTVの受信領域は若干狭くなるが、NTSCを含めた受信範囲は広がる。さらにアナログ放送局711からの妨害により従来方式ではHDTVが妨害により受信できなかった領域においてもHDTVと同一の番組をNTSCで受信可能となる。こうして番組の受信不能領域が大巾に削減するという効果がある。この場合、放送局の送信電力を若干増やすことにより、HDTVの受信可能領域は従来方式と同等になる。さらに従来方式では全く番組を視聴できなかった遠方地域や、アナログ局との重複地域において、NTSC TVの品位で番組が受信できる。

【0209】また2階層の伝送方式を用いた例を示したが、図78の時間配置図のように3階層の伝送方式を用いることもできる。HDTVをHDTV、NTSC、低解像度NTSCの3つのレベルの画像に分離し、送信することにより、図53の受信可能領域は2層から3層に広がり最外層は広い領域となるとともに2階層伝送では全く受信不可能であった第1妨害領域705では低解像度NTSC TVの品位で番組が受信可能となる。以上はデジタル放送局がアナログ放送に妨害を与える例を示した。

【0210】次にデジタル放送がアナログ放送に妨害を与えないという規制条件のもとにおける発明の実施の形態を示す。現在米国等で検討されている空きチャンネルを利用する方式は、隣接して同じチャンネルを使用する。このため後から放送するデジタル放送は既存のアナログ放送に妨害を与えてはならない。従ってデジタル放送の送信レベルを図53の条件で送信する場合より下げ必要がある。この場合、従来方式の16QAMや4ASK変調の場合、図54の妨害状態図に示すように二重斜線で示した受信不能領域713が大きいためHDTVの受信可能領域708は大巾に小さくなってしまふ。サービスエリアが狭くなり、その分受信者が減るためスポンサーが減る。従って従来方式では放送事業が経済的に成立しにくいことが予想されている。

【0211】次に図55に本発明の放送方式を用いた場合を示す。HDTVの高解像度受信可能領域703は、従来方式の受信可能領域708より若干狭くなる。しかし、従来方式より広い範囲のNTSC等の低解像度受信可能領域704が得られる。一重斜線で示す部分は、同一番組をHDTVレベルでは受信できないが、NTSCレベルで受信できる領域を示す。このうち第1妨害領域705においてアナログ放送局711からの妨害を受け、HDTVも、NTSCも両方受信できない。

【0212】以上のように同じ電波強度の場合、本発明の階層型放送ではHDTV品位の受信可能地域は若干狭

くなる一方で、同一番組をNTSCTVの品位で受信できる地域が増える。このため放送局のサービスエリアが増えるという効果がある。より多くの受信者に番組を提供できる効果がある。HDTV/NTSCTVの放送事業を、より経済的に安定して成立させることができる。将来デジタル放送受信機の比率が増えた段階ではアナログ放送への妨害規則は緩和されるため電波強度を強くすることができる。この時点でHDTVのサービスエリアを大きくすることができる。この場合、第1データ列と第2データ列の信号点の間隔を調整することにより図55で示したデジタルHDTVINTSCの受信可能地域とデジタルNTSCの受信可能地域を調整することができる。この場合、前述のように第1データ列に、この間隔の情報を送信することにより、より安定して受信ができる。

【0213】図56は、将来デジタル放送に切り替えた場合の妨害状況図を示す。この場合、図52と違い隣接局はデジタル放送を行うデジタル放送局701aとなる。送信電力を増やすことができるため、HDTV等の高解像度受信可能領域703はアナログTV放送と同等の受信可能領域702まで拡大できる。

【0214】そして両方の受信可能領域の競合領域714では互いに妨害を受けるため通常の指向性のアンテナでは番組をHDTVの品位では再生できないが、受信アンテナの指向性の方向にあるデジタル放送局の番組をNTSCTVの品位で受信できる。また非常に高い指向性のアンテナを用いた場合アンテナの指向性方向にある放送局の番組をHDTVの品位で受信できる。低解像度受信可能領域704は、アナログTV放送の標準の受信可能領域702より広くなり、隣接の放送局の低解像度受信可能領域704aの競合領域715、716ではアンテナの指向性の方向にある放送局の番組がNTSCTVの品位で再生できる。

【0215】さて、かなり将来のデジタル放送の本格普及時期においては規制条件がさらに緩和され、本発明の階層型放送により広いサービスエリアのHDTV放送が可能となる。この時点においても、本発明の階層型放送方式を採用することにより従来方式と同程及の広い範囲のHDTV受信範囲を確保するとともに従来方式では受信不可能であった遠方地域や競合地域においてもNTSCTVの品位で番組が受信できるため、サービスエリアの欠損部が大巾に減少するという効果がある。

【0216】（発明の実施の形態5）発明の実施の形態5は本発明を振変調つまりASK方式に用いた場合の発明の実施の形態である図57は発明の実施の形態5の4値のASK信号信号点配置図を示し、4つの信号点721、722、723、724をもつ。4値の場合2bitのデータを1周期で送ることができる。信号点721、722、723、724を例えば00、01、10、11に対応させることができる。

【0217】本発明による階層型伝送を行うために、図58に示すように、信号点721、722を1つのグループつまり第1の信号点群725として扱い、信号点723、724を別のグループ、第2の信号点群726と定義する。そして2つの信号点群の間隔を等間隔の信号点の間隔より広くする。つまり信号点721、722の間隔をLとすると信号点723、724の間隔は同じLで良いが、信号点722と信号点723の間隔LはLより大きく設定する。

10 【0218】つまり $L_0 > L$

と設定する。これが本発明の階層型伝送システムの特徴である。ただしシステムの設計によっては条件や設定により一時的もしくは恒久的に $L = L_0$ になっても良い。

20 【0219】そして図59(a)のように2つの信号点群に第1データ列D1の1bitのデータを対応させることができる。例えば第1の信号点群725を0、第2の信号点群726を1と定義すれば、第1データ列の1bitの信号が定義できる。次に第2データ列D2の1bitの信号を各信号群の中の2つの信号点群に対応させる。例えば、図59(b)のように信号点721、723をD2=0とし、信号点722、724をD2=1とすれば第2データ列D2のデータを定義できる。この場合も2bit/シンボルとなる。

30 【0220】このように信号点を配置することにより、ASK方式で本発明の階層型伝送が可能となる。階層型伝送システムは信号対雑音比つまりC/N値が充分高い時は従来の等間隔信号点方式と変わりはない。しかし、C/N値が低い場合、従来方式では全くデータを再生できない条件においても本発明を用いることにより第2データ列D2は再生できなくなるが、第1データ列D1は再生できる。これを説明するとC/Nが悪くなった状態は図60のように示せる。つまり受信機で再生した信号点はノイズや伝送歪等により、分散信号点領域721a、722a、723a、724aの広い範囲にガウス分布状に分散する。このような場合、信号点721と信号点722、信号点723と信号点724の区別が難しくなる。つまり第2データ列D2のエラーレートが非常に高くなる。しかし図から明らかなように信号点721、722のグループと信号点723、724のグループとの区別は容易である。つまり第1の信号点群725と第2の信号点群726との区別ができる。このため、第1データ列D1は低いエラーレートで再生できることになる。

【0221】こうして2つの階層のデータ列D1とD2が送受信できる。従って伝送システムのC/Nの良い状態及び地域では第1データ列D1と第2データ列D2の両方がC/Nの悪い状態及び地域では第1データ列D1のみが再生される階層型伝送ができるという効果がある。

50 【0222】図61は送信機741のブロック図で入力部742は第1データ列入力部743と第2データ列入

力部744から構成される。搬送波発生器64からの搬送波は入力部742からの信号を処理部745でまとめた入力信号により乗算器746において振巾変調されさらにフィルタ747により帯域制限されVSB信号等のASK信号となり出力部748から出力される。

【0223】ここでフィルタを通過した後の出力波形について述べる。図62(a)はASK変調信号の周波数分布図である。図のようにキャリアの両側に側波帯がある。この信号をフィルタ747のバンドパスフィルタ図62(b)の送信信号749のようにキャリア成分を少し残して片側の側波帯を取り去る。これをVSB信号というが、 f_0 を変調周波数帯域とすると、約 $f_0/2$ の周波数帯域で送信できるため、周波数利用効率が良いことが知られている。図60のASK信号は元来2bit/シンボルであるがVSB方式を用いると同一周波数帯域で16QAMの4bit/シンボルに相当する情報量が伝送できる。

【0224】次に図63のブロック図で示す受信機751では地上のアンテナ32aで受けた信号は入力部752を経て、チャンネル選択により可変する可変発振器754からの信号と、混合器753において混合され、低い中間周波数に変換される。次に検波器755において検波され、LPF756によりベースバンド信号となり識別再生器757により第1データ列D₁と第2データ列D₂が再生され第1データ列出力部758と第2データ列出力部759から出力される。

【0225】次にこの送信機と受信機を用いてTV信号を送る場合を説明する。図64は映像信号送信機774のブロック図である。HDTV信号等の高解像度TV信号は第1画像エンコーダ401の入力部403に入力し、サブバンドフィルタ等の映像の分離回路404により、H_LV_L、H_LV_H、H_HV_L、H_HV_H等の高域TV信号と低域TV信号に分離される。この内容は発明の実施の形態3で図30を用いて説明したので詳しい説明は省略する。分離されたTV信号は圧縮部405において、MPEG等で用いられているDPCM DCT可変長符号化や等の手法を用いて符号化される。動き補償は入力部403において処理される。圧縮された4つの画像データは合成器771によって第1データ列D₁と第2データ列D₂の2つのデータ列となる。この場合H_LV_L信号つまり低域の画像信号は第1データ列に含まれる。送信機の741の第1データ列入力部743と第2データ列入力部744に入力され振巾変調を受け、VSB等のASK信号となり、地上アンテナから放送される。

【0226】このデジタルTV放送のTV受信機全体のブロック図が図65である。地上アンテナ32aで受信した放送信号はTV受信機781の中の受信機751の入力部752に入力され、検波復調部760により受信者が希望する任意のチャンネルの信号が選局され復調され、第1データ列D₁と第2データ列D₂が再生され第1

データ列出力部758と第2データ列出力部759から出力される。詳しい説明は重なるため省く。D₁、D₂信号は分離部776に入力される。D₁信号は分離器777により分離されH_LV_L圧縮成分は第1入力部521に入力される。他方は合成器778によりD₂信号と合成され第2入力部531に入力される。第2画像デコーダにおいて第1入力部521に入ったH_LV_L圧縮信号は、第1伸長部523によりH_LV_L信号に伸長され画像合成部548と画面比率変更回路779に送られる。元のTV信号がHDTV信号の場合、H_LV_L信号はワイドのNTSC信号になり、元の信号がNTSC信号の場合、MPEG1のようなNTSCより品位が低い低解像度TV信号になる。

【0227】この説明では元の映像信号をHDTV信号と設定しているため、H_LV_L信号はワイドNTSCのTV信号となる。TVの画面アスペクト比が16:9であれば16:9の画面比率のまま出力部780を介して映像出力426として出力する。もし、TVの画面アスペクト比が4:3であれば、画面比率変更回路779により16:9から4:3の画面アスペクト比のレターボックス形式かサイドパネル形式に変更して出力部780を介して映像出力425として出力する。

【0228】一方、第2データ列出力部759からの第2データ列D₂は、分離部776の合成器778において分離器777の信号と合成され、第2画像デコーダの第2入力部531に入力され、分離回路531によりH_LV_H、H_HV_L、H_HV_Hの圧縮信号に分離されて各々第2伸張部535、第3伸長部536、第4伸長部に送られ、伸長されて元のH_LV_H、H_HV_L、H_HV_H信号となる。これらの信号にH_LV_L信号を加え、画像合成部548に入力され、合成されて1つのHDTV信号となり出力部546より出力され、出力部780を介してHDTVの映像信号427として出力される。

【0229】この出力部780は第2データ列出力部759の第2データ列の誤まり率を誤まり率検知部782で検知しエラーレートが高い場合は自動的にH_LV_L信号の低解像度の映像信号を出力させる。

【0230】以上のようにして、階層型放送の送信、受信が可能となる。伝送条件が良い場合、例えばTV送信アンテナが近い放送に対しては、第1データ列と第2データ列の両方が再生できるので、HDTVの品位で番組を受信できる。また送信アンテナとの距離が遠い放送に対しては、第1データ列を再生し、このV_LH_L信号から低解像度のTV信号を出力する。このことにより、HDTVの品位もしくはNTSC TVの品位で同一番組をより広い地域で受信できるという効果がある。

【0231】また図66のTV受信機のブロック図のように第1データ列出力部768だけに受信機751の機能を縮小すると受信機は第2データ列およびHDTV信号を扱わなくてもよくなるため、構成が大巾には簡略化

できる。画像デコーダは(図31)で説明した第1画像デコーダ421を用いればよい。この場合NTSCTVの品位の画像が得られる。HDTVの品位では番組を受信できないが受信機のコストは大巾に安くなる。従って広く普及する可能性がある。このシステムでは従来のTVディスプレイをもつ多くの受信システムを変更しないでアダプターとして追加することにより、デジタルTV放送が受信できるという効果がある。

【0232】図67のような構成にするとPSK信号を復調する衛星放送受信機とASK信号を復調する地上放送受信機の機能をもつ受信機を簡単に構成できる。この場合、衛星アンテナ32から受信したPSK信号は発振器787からの信号と混合器786において混合され、低い周波数に変換されTV受信機781の入力部34に入力され、図63で説明した混合器753に入力される。衛星TV放送の特定のチャンネルの低い周波数に変換されたPSK、もしくはQAM信号は復調部35によりデータ列D₁、D₂が復調され、分離部788を介して第2画像デコーダ422により、画像信号として再生され、出力部780より出力される。一方、地上用のアンテナ32aにより受信されたデジタル地上放送とアナログ放送は、入力部752に入力され図63で説明したのと同じプロセスで混合器753により特定のチャンネルが選択され、検波され、低域のみのベースバンド信号となる。アナログ衛星TV放送に混合器753に入り復調される。デジタル放送の場合は、識別再生器757によりデータ列D₁とD₂が再生され第2画像デコーダ422により映像信号が再生され、出力される。また地上と衛星のアナログTV放送を受信する場合は映像復調部788によりAM復調されたアナログTV信号が出力部780より出力される。図67の構成をとると混合器753が衛星放送と地上放送で共用できる。また第2画像デコーダ422も共用できる。又、デジタル地上放送でASK信号を用いた場合、AM復調のため従来のアナログ放送と同様の検波器755とLPF756等の受信回路を兼用できる。以上のように図67の構成にすると大巾に受信回路を共用化し、回路を削減するという効果がある。

【0233】また、発明の実施の形態では4値のASK信号を2つのグループに分け、D₁、D₂の2層の各1bitの階層型伝送を行った。しかし、図68のように8値のASK信号を用いるとD₁、D₂、D₃の3層の各1bitの階層型伝送を行うことができる。図68ではD₃信号の信号点は信号点721aと721b、722aと722b、723aと723b、724aと724bの2値つまり1bitである。次にD₂の信号点は信号点群721と722、信号点群723と724の2値の1bitである。D₃のデータは大信号点群725と726の2値の1bitとなる。この場合、図57の4つの信号点721、722、723、724を各2ヶ

の信号点721aと721b、722aと722b、723aと723b、724aと724bに分離し、各グループの間の距離を離すことにより3層の階層型伝送が可能となる。

【0234】この3層の階層型伝送システムを用いて3層の映像伝送を行うことは発明の実施の形態3と3で説明したもので動作の詳しい説明は省略する。

【0235】さて発明の実施の形態3では図30のような画像エンコーダ401を説明したが、図30のブロック図は、図69のように書き換えることができる。内容は全く同じであるため説明は省略する。このように、画像エンコーダ401はサブバンドフィルタ等の映像の分離回路404、404aを2つもつ。これらを分離部794とすると、図70の分離部のブロック図に示す。ように1つの分離回路に信号を時分割で2回通すことにより回路を削減できる。これを説明すると、第1サイクルでは入力部403からのHDTVやスーパーHDTVの映像信号は時間軸圧縮回路795により、時間軸を圧縮されて分離回路404により、H_HV_H-H、H_HV_L-H、H_LV_H-H、H_LV_L+1の4つの成分に分けられる。この場合、スイッチ765、765a、765b、765cは1の位置にあり、圧縮部405に、H_HV_H-H、H_HV_L-H、H_LV_H-Hの3つの信号を出力する。しかし、H_LV_L-Hの信号はスイッチ765cの出力1から時間軸調整回路795の入力2へ入力し、第2サイクルつまり時分割処理の空き時間に分離回路404に送られ分離処理されH_HV_H、H_HV_L、H_LV_H、H_LV_Lの4つの成分に分けられ出力される。第2サイクルではスイッチ765、765a、765b、765cは出力2の位置に変わるため、4つの成分は圧縮部405へ送られる。このようにして図70の構成をとり時分割処理することにより分離回路が削減できるという効果がある。

【0236】次にこのような3層の階層型の映像伝送を行うと受信機側には発明の実施の形態3の図33のブロック図で説明したような、画像デコーダが必要となる。これを、書き換えると図71のようなブロック図となる。処理能力は違うものの同じ構成の合成器566が2つ存在することになる。

【0237】これは図72のような構成をとると図70の分離回路の場合と同様にして1つの合成器で実現できる。図72を説明すると、5つのスイッチ、765a、765b、765c、765dにより、まず、タイミング1において、スイッチ765、765a、765b、765cの入力が1に切り替わる。すると、第1伸長部522、第2伸長部522a、第3伸長部522b、第4伸長部522cから各々H_LV_L、H_LV_H、H_HV_L、H_HV_Hの信号が、スイッチを介して合成器556の対応する入力部に入力され、合成処理されて1つの映像信号となる。この映像信号はスイッチ765dに送られ出力1より出力し再びスイッチ765cの入力2に送られる。

この映像信号はもともと、高解像度映像信号を分割した $H_L V_L-H$ 成分の信号である。次のタイミング 2 において、スイッチ 765、765a、765b、765c は入力 2 に切替わる。こうして、今度は $H_H V_H-H$ 、 $H_H V_L-H$ 、 $H_L V_H-H$ そして $H_L V_L-H$ 信号が合成器 556 に送られ、合成処理されて 1 つの映像信号が得られる。この映像信号はスイッチ 765d の出力 2 より出力部 554 から出力される。

【0238】このようにして、3 層の階層型放送を受信する場合時分割処理により 2 ケの合成器を 1 ケに削減するという効果がある。

【0239】さて、この方式は、まずタイミング 1 において $H_H V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_L V_L$ 信号を入力させ、 $H_L V_L-H$ 信号を合成させる。その後、タイミング 1 と別の期間タイミング 2 において、 $H_H V_H-H$ 、 $H_H V_L-H$ 、 $H_L V_H-H$ と上記の $H_L V_L-H$ 信号を入力させ、最終の映像信号を得るという手順をとっている。従って、2 つのグループの信号のタイミングをずらす必要がある。

【0240】もし、もともと、入力した信号の上記成分のタイミングの順序が違っていたり重複している場合は時間的に分離するためスイッチ 765、765a、765b、765c にメモリを設け蓄積し、時間軸を調整することが必要となる。しかし送信機の送信信号を図 73 のようにタイミング 1 とタイミング 2 に時間的に分離して送信することにより、受信機側に時間軸調整回路が不要となる。従って、受信機の構成が簡単になるという効果がある。

【0241】図 73 の時間配置図の D1 は送信信号の第 1 データ列 D1 を示し、タイミング 1 の期間中に D1 チャンネルで $H_L V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ 信号を送り、タイミング 2 の期間に D2 チャンネルで $H_L V_H-H$ 、 $H_H V_L-H$ 、 $H_H V_H-H$ を送る場合の信号の時間配置を示している。このようにして時間的に分離して送信信号を送ることにより、受信機のエコンコーダの回路構成を削除するという効果がある。

【0242】次に受信機の伸長部の数が多い。これらの数を削減する方法について述べる。図 74(b) は送信信号のデータ 810、810a、810b、810c の時間配置図を示す。この図において、データの間に別データ 811、810a、811b、811c を送信する。すると、目的とする送信データは間欠的に送られてくることになる。すると、図 74(a) のブロック図に示す第 2 画像デコーダ 422 はデータ列 D1 を第 1 入力部 521 とスイッチ 812 を介して次々と伸長部 503 に入力する。例えば、データ 810 の入力完了後は別データ 811 の時間中に伸長処理を行い、データ 810 の処理終了後、次のデータ 810a が入力することになる。こうすることにより、合成器の場合と同様の手法で時分割で 1 つの伸長部 503 を共用することができる。こうし

て、伸長部の総数を減らすことができる。

【0243】図 75 は HDTV を送信する場合の時間配置図である。例えば放送番組の第 1 チャンネルの NTSC 成分に相当する $H_L V_L$ 信号を $H_L V_L(1)$ とすると、これを D1 信号の太線で示すデータ 821 の位置に時間配置する。第 1 チャンネルの HDTV 付加成分に相当する $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ 信号は D2 信号のデータ 821a、821b、821c の位置に配置する。すると第 1 チャンネルの全てのデータの間には別の TV 番組の情報である別データ 822、822a、822b、822c が存在するため、この期間中に伸長部の伸長処理が可能となる。こうして 1 つの伸長部で全ての成分を処理できる。この方式は伸長器の処理が速い場合に適用できる。

【0244】また、図 76 のように D1 信号に、データ 821、821a、821b、821c を配置しても同様の効果が得られる。通常の 4PSK や 4ASK のように階層がない伝送を用いて送受信する場合に有効である。

【0245】図 77 は、例えば NTSC と HDTV と高解像度 HDTV もしくは、低解像度 NTSC と NTSC と HDTV のような 3 層の映像を物理的に 2 層の階層伝送方式を用いて階層放送を行う場合の時間配置図を示す。例えば、低解像度 NTSC と NTSC と HDTV の 3 層の映像を放送する場合 D1 信号には低解像度 NTSC 信号に相当する $H_L V_L$ 信号がデータ 821 に配置されている。又、NTSC の分離信号である $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ の各成分の信号はデータ 821a、821b、821c の位置に配置されている。HDTV の分離信号である $H_L V_H-H$ 、 $H_H V_L-H$ 、 $H_H V_H-H$ 信号はデータ 823、823a、823b に配置されている。

【0246】ここでは、発明の実施の形態 2 で説明したエラー訂正能力の差別化による論理的な階層伝送を追加している。具体的には $H_L D_L$ は D1 信号の中の D1-1 チャンネルを用いている。D1-1 チャンネルは発明の実施の形態 2 で述べたように D1-2 チャンネルより大巾に訂正能力の高い誤り訂正方式を採用している。D1-1 チャンネルは D1-2 チャンネルに比べて冗長度は高いが再生後のエラーレートは低い。他のデータ 821a、821b、821c より C/N 値の低い条件においても再生できる。このためアンテナから遠い地域や自動車の車内等の受信条件の悪い場合においても低解像度の NTSC TV の品位で番組を再生することができる。発明の実施の形態 2 で述べたようにエラーレートの観点でみた場合、D1 信号の中の D1-1 チャンネルにあるデータ 821 は D1-2 チャンネルにある他のデータ 821a、821b、821c より受信妨害に強く、差別化されており論理的な階層が異なる。発明の実施の形態 2 で述べたように D1、D2 の階層は物理的階層といえ、このエラー訂正符号間距離の差別化による階層構造は論理的な階層構

造といえる。

【0247】さて、D₂信号の復調には物理的にD₁信号より高いC/N値を必要とする。従って、遠隔地等のC/N値の一番低い受信条件では、H_LV_L信号つまり、低解像度NTSC信号が再生される。そして、C/N値が次に低い受信条件では加えてH_LV_H、H_HV_L、H_HV_Hが再生され、NTSC信号が再生できる。さらにC/N値の高い受信条件ではH_LV_Lに加えてH_LV_H-H、H_HV_L-H、H_HV_H-Hも再生されるためHDTV信号が再生される。こうして3つの階層の放送ができる。この方式を用いることにより図53で説明した受信可能領域は図90の受信妨害領域図に示すように2層から3層に拡大し、より番組受信可能領域が広がる。

【0248】ここで図78は図77の時間配置の場合の第3画像デコーダのブロック図を示す。基本的には図72のブロック図からD3信号の第3入力部551を省いた構成に図74(a)のブロック図の構成を加えた構成になっている。

【0249】動作を説明するとタイミング1において入力部521よりD1信号が、入力部530よりD2信号が入力される。H_LV_H等の各成分は時間的に分離されているためこれらはスイッチ812により伸長部503に順次、独立して送られる。この順序を図77の時間配置図を用いて説明する。まず、第1チャンネルのH_LV_Lの圧縮信号が伸長部503に入り、伸長処理される。次に第1チャンネルのH_LV_H、H_HV_L、H_HV_Hが伸長処理され、スイッチ812aを介して、合成器556の所定の入力部に入力され、合成処理され、まずH_LV_L-H信号が合成される。この信号はスイッチ765aの出力1からスイッチ765の入力2に入力され、合成器556のH_LV_L入力部に入力される。

【0250】次にタイミング2において、図77の時間配置図に示すようにD2信号のH_LV_H-H、H_HV_L-H、H_HV_H-H信号が入力され伸長部503により伸長され、スイッチ812aを介して各信号が合成器556の所定の入力に入力され、合成処理されHDTV信号が出力される。このHDTV信号はスイッチ765aの出力2より出力部521を介してHDTV信号が出力される。上述のように図77の時間配置により送信することにより受信機の伸長部と合成器の数を大巾に削減するという効果がある。なお、図77は時間配置図ではD1、D2信号の2つの段階を用いたが、前述のD3信号を用いると、高解像度HDTVを加え4つの階層のTV放送ができる。

【0251】図79はD1、D2、D3の3層の物理階層を用いた3つの階層の映像を放送する階層型放送の時間配置図である。図から明かなように同一TVチャンネルの各成分は時間的に重複しないように配置してある。又、図80は図78のブロック図で説明した受信機に第3入力部521aを加えた受信機である。図79の時間

配置により放送することにより、図80のブロック図で示すような簡単な構成で受信機が構成できるという効果がある。

【0252】動作は、図77の時間配置図、図78のブロック図とほぼ同じである。このため説明は省略する。又、図81の時間配置図のようにD1信号に全ての信号を時間多重することもできる。この場合、データ821と別データ822の2つのデータはデータ821a、812b、821cに比べてエラー訂正能力を高めてある。このため、他のデータに比べて階層が高くなっている。前述のように物理的には一層であるが論理的には2層の階層伝送となっている。又、番組チャンネル1のデータの間に別の番組チャンネル2の別データが挿入されている。このため、受信機側でシリアル処理が可能となり、図79の時間配置図と同じ効果が得られる。

【0253】図81の時間配置図の場合、論理的な階層となっているが、データ821、別データ822の伝送ビットレートを1/2や1/3に落とすことにより、このデータの伝送時のエラーレートが下がるため、物理的な階層伝送をすることもできる。この場合、物理階層は3層となる。

【0254】図82は、図81の時間配置図のような、データ列D1信号のみを伝送する場合の画像デコーダ423のブロック図で、図80のブロック図に示す画像デコーダに比べて、より簡単な構成となる。動作は図80で説明した画像デコーダと同じため説明を省略する。

【0255】以上のように、図81の時間配置図のような送信信号を送信すると図82のブロック図のように伸長部503合成器556の数を大巾に削減できるという効果がある。又、4つの成分が時間的に分離されて入力されるため、合成器556つまり図32の画像合成部548の内部の回路ブロックを入力する画像成分に応じて接続変更により、いくつかのブロックを時分割で共用し回路を省略することもできる。

【0256】以上のようにして簡単な構成で受信機が構成できるという効果がある。なお、発明の実施の形態5では、ASK変調を用いて動作を説明したが、発明の実施の形態5で説明した多くの手法は発明の実施の形態1、2、3で説明したPSKやQAM変調にも使える。

【0257】又、これまでの発明の実施の形態はFSK変調にも使える。例えば、図83のようにf1、f2、f3、f4の多値のFSK変調を行う場合、発明の実施の形態5の図58の信号点配置図のようにグループ化を行い、各グループの信号点位置を離すことにより、階層型伝送ができる。

【0258】図83において周波数f1、f2の周波数群841をD1=0と定義し、周波数f3、f4の周波数群842をD1=1と定義する。そして、f1、f3をD2=0、f2、f4をD2=1と定義すると、図に示すように、D1、D2の各1bit、計2bitの階層型

伝送が可能となる。例えば、 C/N の高い場合は $t=t_3$ において、 $D1=0$ 、 $D2=1$ が再生でき、 $t=t_4$ において $D1=1$ 、 $D2=0$ が再生できる。次に C/N が低い場合は $t=t_3$ において $D1=0$ のみが、 $t=t_4$ において $D=1$ のみが再生できる。こうして FSK の階層型伝送ができる。発明の実施の形態 3、4、5 で説明した映像信号の階層型の放送にこの FSK の階層型伝送方式を用いることもできる。

【0259】又、図 84 のような、ブロック図に示す磁気記録再生装置に本発明の発明の実施の形態 5 を用いることもできる。発明の実施の形態 5 は ASK のため磁気記録再生ができる。

(発明の実施の形態 6) 第 6 の発明の実施の形態により本発明を磁気記録再生装置に応用した例を説明する。発明の実施の形態 5 では多値記録の ASK 伝送方式に本発明を適用した場合を示したが、同じ原理で多値の ASK 記録方式の磁気記録再生装置にも本発明を適用することができる。ASK の他、PSK、FCK、QAM に本発明の C-CDM 方式を適用することにより階層型の多値の磁気記録が可能となる。

【0260】まず、16QAM や 32QAM の磁気記録再生装置に本発明の C-CDM 方式を用いて階層化する方法を説明する。図 84 は QAM に C-CDM を適用した場合のブロック図を示す。以下 QAM を C-CDM 多重化したものを SRQAM と呼ぶ。

【0261】図 84 を説明すると、磁気記録再生装置 851 は、入力した HDTV 等の映像信号を画像エンコーダ 401 の第 1 画像エンコーダ 401a と第 2 画像エンコーダ 401b により高域信号と低域信号に分離し圧縮し、入力部 742 の中の第 1 データ列入力部 743 に H_LV_L 成分等の低域映像信号を、第 2 データ列入力部 744 に H_HV_H 成分等を含む高域映像信号を入力し、変復調器 852 の中の変調部 749 に入力する。第 1 データ列入力部 743 では、エラー訂正コードが ECC 部 73a において低域信号に付加される。一方、第 2 データ列入力部 744 に入力された第 2 データ列は 16SRQAM、36SRQAM、64SRQAM の場合、2bit、3bit、4bit、になる。この信号は ECC 744a により誤り符号化された後 Trellis エンコーダ部 744b により 16SRQAM、32SRQAM、64SRQAM の場合、各々 1/2、2/3、3/4 の比率の Trellis 符号化される。例えば 64SRQAM の場合、第 1 データ列は 2bit で第 2 データ列は 4bit となる。このため図 128 に示すような Trellis Encoder を用い、3bit データを 4bit とした、Ratio 3/4 の Trellis Encode を行う。こうして冗長度は上がり、データレートは下がる一方でエラー訂正能力が上がるため同一のデータレートのエラーレートを下げることができる。このため実質的な記録再生系もしくは伝送系の情報伝送量は増える。但し、Trellis Encode は回路

が複雑になるため、発明の実施の形態 6 ではエラーレートの元々低い第 1 データ列には使用していない。第 1 データ列より第 2 データ列の方が符号間距離が小さく、エラーレートが悪いが、第 2 データ列を Trellis 符号化することにより、エラーレートが改善される。第 1 データ列の Trellis 符号化回路を省略する構成により、全体の回路がよりシンプルになるという効果がある。変調の動作は発明の実施の形態 5 の図 64 の送信機とほぼ同じであるため詳しい説明は省略する。変調部 749 で変調された信号は記録再生回路 853 において、パイアス発生器 856 により AC パイアスされ増巾器 857a により増巾され磁気ヘッド 854 により磁気テープ 855 上に記録される。

【0262】記録信号のフォーマットは図 113 の記録信号周波数配置図に示すように周波数 f_c なる搬送波をもつ例えば 16SRQAM の主信号 859 に情報が記録されるとともに、 f_c の 2 倍の $2f_c$ の周波数をもつパイロット f_p 信号 859a が同時に記録される。周波数 f_{BIAS} なるパイアス信号 859b により、AC パイアスを加えて磁気記録されるため記録時の歪が少なくなる。図 113 に示す 3 層のうち 2 層の階層記録がされているため、記録再生できる閾値は $Th-1-2$ 、 $Th-2$ の 2 つが存在する。記録再生の C/N レベルにより信号 859 なら 2 層全てが信号 859c なら D_1 のみが記録再生される。

【0263】主信号に 16SRQAM を用いた場合、信号点配置は図 10 のようになる。又 36SRQAM を用いた場合、図 100 のようになる。この信号を再生する場合、磁気ヘッド 854 からは、主信号 859 とパイロット信号 859a が再生され、増巾器 857b により増巾される。この信号より搬送波再生回路 858 のフィルタ 858a により $2f_c$ なるパイロット信号 f_p が周波数分離され、1/2 分周器 858b により f_c の搬送波が再生され復調部 760 に送られる。この再生された搬送波を用いて復調部 760 において主信号は復調される。この時、HDTV 用等の高 C/N 値の高い磁気記録テープ 855 を用いた場合、16 点の各信号点の弁別しやすくなるため復調部 760 において D_1 と D_2 の双方が復調される。そして画像デコーダ 422 により全信号が再生される。HDTV VTR の場合例えば 15Mbps の HDTV の高ビットレートの TV 信号が再生される。 C/N 値が低いビデオテープ程、コストは安い。現時点で市販の VHS テープと放送用の高 C/N 型テープとは 10dB 以上 C/N の差がある。安価な C/N 値の低いビデオテープ 855 を用いた場合は C/N 値が低いため 16 値や 36 値の信号点を全て弁別することは難しくなる。このため第 1 データ列 D_1 は再生できるが第 2 データ列 D_2 の 2bit もしくは 3bit もしくは 4bit のデータ列は再生できず、第 1 データ列の 2bit のデータ列のみが再生される。2 層の階層型の HDTV 画像

信号を記録再生した場合、低C/Nテープでは高域画像信号は再生されないため第1データ列の低レートの低域画像信号、具体的には例えば7MbpsのワイドNTSCのTV信号が出力される。

【0264】また図114のブロック図に示すように第2データ列出力部759と第2データ列入力部744と第2画像デコーダ422aを省略し、第1データ列D₁のみを変復調する変形QPSK等の変調器をもつ低ビットレート専用の記録再生装置851も一つの製品形態として設定できる。この装置は第1データ列のみの記録再生が行える。つまりワイドNTSCグレードの画像信号を記録再生できる。上述のHDTV信号等の高ビットレートの信号が記録された高いC/N値を出力するビデオテープ855をこの低ビットレート専用の磁気記録再生装置で再生した場合、第1データ列のD₁信号のみが再生され、ワイドNTSC信号が出力され、第2データ列は再生されない。つまり同じ階層型のHDTV信号が記録されたビデオテープ855を再生した場合、一方の複雑な構成の記録再生装置ではHDTV信号、一方の簡単な構成の記録再生装置ではワイドNTSC TV信号が再生できる。つまり2層の階層の場合異なるC/N値をもつテープと異なる記録再生データレートをもつ機種の間で4つの組み合わせの完全互換性が実現するという大きな効果がある。この場合、HDTV専用機に比べてNTSC専用機は著しく簡単な構成になる。具体的には例えばEDTVのデコーダの回路規模はHDTVのデコーダ比べて1/6になる。従って低機能機は大巾に低いコストで実現できる。このようにHDTVとEDTVの画質の記録再生能力が異なる2つのタイプの記録再生装置を実現できるため幅広い価格帯の機種が設定できるという効果がある。また使用者も高価格のC/Nの高いテープから低価格の低C/Nのテープまで、要求画質に応じてその都度自由にテープを選択できる。このように互換性を完全に保ちながら拡張性が得られるとともに将来との互換性も確保できる。従って将来も陳腐化しない記録再生装置の規格が実現することも可能となる。この他の記録方法としては発明の実施の形態1、3で説明した位相変調による階層記録もできる。

【0265】発明の実施の形態5で説明したASKによる記録もできる。現在2値の記録を多値にして図59(c)(d)に示すように4値を2つのグループに分け、階層化できる。

【0266】ASKの場合のブロック図は図84と同じである。発明の実施の形態で説明した以外に磁気テープ上の多トラックによる階層記録もできる。又、エラー訂正能力を変えて、データを差別化することによる論理的な階層記録もできる。

【0267】ここで将来規格との互換性について述べる。通常、VTR等の記録再生装置の規格を設定する場合、現実に入手できる最も高いC/Nのテープを用いて

規格が定められる。テープの記録特性は日進月歩で向上する。例えば10年前のテープに比べて、現在C/N値は10dB以上向上している。この場合、現在から10年～20年後の将来においてテープ性能が向上した時点で新しい規格を設定する場合、従来方式では旧規格との互換性をとることは非常に難しい。このため新旧規格は片互換もしくは非互換である場合が多かった。

【0268】しかし、本発明の場合、まず、現行テープで第1データ列もしくは第2データ列を記録再生する規格をつくる。次に将来テープのC/Nが大巾に向上した時点で本発明を予め採用しておけば上位のデータ階層のデータ例えば第3データ列のデータを追加し、例えば3階層の64SRQAMを記録再生するスーパーHDTV VTRが従来規格と完全互換を保ちながら実現するこの将来規格が実現した理時点で本発明、新規格で第3データ列まで3層記録された磁気テープを、第1データ列、第2データ列しか記録再生できない旧規格の2層の磁気記録再生装置で再生した場合、第3データ列は再生できないが第1、第2データ列は完全に再生できる。このためHDTV信号は再生される。このため新旧規格間の互換性を保ちながら将来、記録データ量を拡張できるという効果がある。

【0269】ここで図84の再生動作の説明に戻る。再生する時は磁気テープ855を磁気ヘッド854と磁気再生回路853により再生信号を再生し変復調器852に送る。復調部は発明の実施の形態1、3、4とほぼ同様な動作をするため説明を省略する。復調部760により第1データ列D₁と第2データ列D₂を再生し、第2データ列はVitabiデコーダ等のTrellis-Decoder 759bにより、code gainの高いエラー訂正をされ、エラーレートは低くなる。D₁、D₂信号は画像デコーダ422により復調されHDTVの映像信号が出力される。

【0270】以上は2つの階層をもつ磁気記録再生装置の発明の実施の形態であるが、次に2層の物理階層に1層の論理階層を加えた3層の階層の磁気記録再生装置の発明の実施の形態を図131のブロック図を用いて説明する。基本的には、図84と同じ構成であるが第1データ列をTDMにより、さらに2つのサブチャンネルに分割し3層構造にしている。図131に示すように、まずHDTV信号は第1画像エンコーダ401aの中の第1—1画像エンコーダ401cと第1—2画像エンコーダ401dにより、中域と低域の映像信号の2つのデータ、D₁₋₁とD₁₋₂に分離され入力部742の第1データ列入力部に入力される。MPEGグレードの画質のデータ列D₁₋₁はECC coder 743aにおいてCode gainの高い誤り訂正符号化をされ、D₁₋₂はECC Coder 743bにおいて通常のCode gainをもつ誤り訂正符号化をされる。D₁₋₁とD₁₋₂はTDM部743cにより時間多重化され、一つのデータ列D₁となる。D₁とD₂はC—CD M変調部749で変調され磁気ヘッド854により磁気

テープ 855 上に、2 層で階層記録される。

【0271】再生時には、磁気ヘッド 854 により再生された記録信号は、図 84 で説明したのと同様の動作により、C-CDM 復調部 760 により D1 と D2 に復調される。第 1 データ列 D1 は第 1 データ出力部 758 の中の TDM 部 758c において、2 つのサブチャンネル D1-1 と D1-2 に復調される。D1-1 は Code gain の高い ECC Decoder 758a において、誤り訂正されるため、D1-2 に比べて D1-1 は低い C/N 値においても復調され第 1-1 画像デコーダ 402a により LDTV が Decode され出力される。一方 D1-2 は Code gain の通常の ECC Decoder 758b において誤り訂正されるため、D1-1 に比べると高い C/N のスレシホールド値をもつため信号レベルが大きくないと再生できない。そして、第 1-2 画像エンコーダ 402d において復調され、D1-1 と合成されて、ワイド NTSC グレードの EDTV が出力される。

【0272】第 2 データ列 D2 は Trellis Decoder 759b により Vitabi 復号され、ECC 759a によりエラー訂正され、第 2 画像エンコーダ 402b により高域画像信号となり、D1-1、D1-2 と合成されて HDTV が出力される。この場合の D2 の C/N の閾値は D1-2 より大きく設定する。従ってテープ 855 の C/N 値が小さい場合、D1-1 つまり LDTV が再生され、通常の C/N 値のテープ 855 の場合 D1-1、D1-2 つまり EDTV が再生され、C/N 値の高いテープ 855 を用いると D1-1、D1-2、D2 つまり HDTV 信号が再生される。

【0273】こうして 3 層の階層の磁気記録再生装置が実現する。前述のようにテープ 855 の C/N 値とコストとは相関関係にある。本発明の場合使用者は 3 つのタイプのテープコストに応じた 3 つのグレードの画質の画像信号を記録再生できるため、使用者が記録したい TV 番組の内容に応じてテープのグレードを選択する中が広がるという効果がある。

【0274】次に早送り再生時の階層記録の効果を述べる図 132 の記録トラック図に示すように磁気テープ 855 上にはアジマス角 A の記録トラック 855a と逆のアジマス角の B の記録トラック 855b が記録されている。図示するように記録トラック 855a の中央部にこのまま記録領域 855c を設け、他の領域を D1-2 記録領域 855d とする。これを各々の記録トラック数々につき少なくとも 1 ヶ所設ける。この中には LDTV 1 フレーム分が記録されている。高域信号の D2 信号は記録トラック 855a の全領域の D2 記録領域 855e に記録する。通常速度の記録再生時には、この記録フォーマットは新たな効果は生まない。さて順方向と逆方向のテープ早送り再生時にはアジマス角 A の磁気ヘッドトレース 855f は図に示すように磁気トラックと一致しなくなる。図 132 に示す本発明においてはテープ中央部の狭い領域に設定された D1-1 記録領域 855c を設けてある。このためある一定の確率ではあるが、この領域は

確実に再生される。再生された D1-1 信号からは MPE G1 並みの LDTV の画質ではあるが同一時間の画面全体の画像を復調できる。こうして早送り再生時には 1 秒間に数枚から数十枚の LDTV の完全な画像が再生されると使用者は早送り中の画画面を確認できるという大きな効果がある。

【0275】また逆送り再生時にはヘッドトレース 85g 示すように磁気トラックの一部の領域しかトレースしない。しかし、この場合においても図 132 で示す記録再生フォーマットを用いた場合、D1-1 記録領域が再生できるため LDTV グレードの画質の動画が間欠的に出力される。

【0276】こうして、本発明では記録トラックの一部の狭い領域に LDTV グレードの画像を記録するため使用者は正逆両方向の早送り時に LDTV グレードの画質で早送りの間欠的にほぼ完全な静止画を再生できるため、高速検索時に画面の確認が容易になるという効果がある。

【0277】次に、さらに高速の早送り再生に対応する方法を述べる。図 132 の右下に示すように D1-1 記録領域 855c を設け、LDTV の 1 フレームを記録するとともに D1-1 記録領域 855c の一部にさらに狭い領域の D1-1・D2 記録領域 855h を設ける。この領域におけるサブチャンネル D1-1 には LDTV の 1 フレームの一部の情報が記録されている。LDTV の残りの情報を D1-1・D2 記録領域 855h の D2 記録領域 855j に重複して記録する。サブチャンネル D2 はサブチャンネル D1-1 の 3～5 倍のデータ記録量をもつ。従って D1-1 と D2 で $1/3 \sim 1/5$ の面積のテープ上の LDTV の 1 フレームの情報を記録できる。ヘッドトレースがさらに狭い領域である領域 855h、855j に記録できるため、ヘッドのトレース時間 T_{s1} に比べて時間も面積も $1/3 \sim 1/5$ になる。従って早送り速度を早めてヘッドのトレースがさらに傾いても、この領域全体をトレースする確率が高くなる。このため D1-1 のみの場合に比べてさらに 3～5 倍速い早送り時にも完全な LDTV の画像を間欠的に再生する。

【0278】この方式は 2 階層の VTR の場合、D2 記録領域 855j を再生する機能がないため、高速の早送り時には再生できない。一方 3 階層の高機能型 VTR においては 2 階層に比べて 3～5 倍速い早送り時にも画像が確認できる。つまり、階層の数つまりコストに応じた画質だけでなく、コストに応じて再生可能な最大早送り速度が異なる VTR が実現する。

【0279】なお発明の実施の形態では階層型変調方式を用いたが 16QAM 等の通常の変調方式でも、階層型の画像符号化を行えば本発明による早送り再生が実現する。ことはいうまでもない。

【0280】従来の高度に画像を圧縮する方式の非階層型のデジタル VTR の記録方式では画像データが均一に

分散しているため、早送り再生時に各フレームの同一時間の画面の画像の全部を再生することはできない。このため画面の各ブロックの時間軸のずれた画像しか再生できない。しかし、本発明の階層型のHDTV VTRではLDTVグレードではあるが、画面の各ブロックの時間軸のずれていない画像を早送り再生時に再生できるという効果がある。

【0281】本発明のHDTVの3層の階層記録を行った場合記録再生系のC/Nが高いときはHDTV等の高解像度TV信号を再生できる。そして記録再生系のC/Nが低い場合や機能の低い磁気再生装置で再生した場合、ワイドNTSC等のEDTVグレードのTV信号もしくは低解像度NTSC等のLDTVグレードのTV信号が出力される。

【0282】以上のように本発明を用いた磁気再生装置においては、C/Nが低くなった場合や、エラーレートが高くなった場合においても同一内容の映像を低い解像度、もしくは低い画質で再生できるという効果が得られる。

【0283】（発明の実施の形態7）発明の実施の形態7は本発明を4階層の映像階層伝送に用いたものである。発明の実施の形態2で説明した4階層の伝送方式と4階層の映像データ構造を組み合わせることにより図91の受信妨害領域図に示すように4層の受信領域ができる。図に示すように最内側に第1受信領域890a、その外側に第2受信領域890b、第3受信領域890c、第4受信領域890dができる。この4階層を実現する方式について述べる。

【0284】4階層を実現するには変調による4層の物理階層やエラー訂正能力の差別化による4層の論理階層があるが、前者は階層間のC/N差が大きいため4層では大きなC/Nが必要となる。後者は、復調可能なことが前提であるため、階層間のC/N差を大きくとれない。現実的であるのは、2層の物理階層と2層の論理階層を用いて、4層の階層伝送を行うことである。では、まず映像信号を4層に分離する方法を述べる。

【0285】図93は分離回路3のブロック図である分離回路3は映像分離回路895と4つの圧縮回路から構成される。分離回路404a、404b、404cの内部の基本的な構成は、図30の第1画像エンコーダ401の中の分離回路404のブロック図と同じなので説明は省略する。分離回路404a等は映像信号を低域成分H_LV_Lと高域成分H_HV_Hと中間成分H_HV_L、H_LV_Hの4つの信号に分離する。この場合、H_LV_Lは解像度が元の映像信号の半分になる。

【0286】さて入力した映像信号は映像分離回路404aにより高域成分と低域成分に2分割される。水平と垂直方向に分割されるため4つの成分が出力される。高域と低域の分割点はこの発明の実施の形態では中間点にある。従って、入力信号が垂直1000本のHDTV信

号の場合H_LV_L信号は垂直500本の、水平解像度も半分のTV信号となる。

【0287】低域成分のH_LV_L信号は分離回路404cにより、さらに水平、垂直方向の周波数成分が各々2分割される。従ってH_LV_L出力は例えば垂直250本、水平解像度は1/4となる。これをL_L信号と定義するとL_L成分は圧縮部405aにより圧縮され、D₁₋₁信号として出力される。

【0288】一方、H_LV_Lの高域成分の3成分は合成器772cにより1つのL_H信号に合成され、圧縮部405bにより圧縮されD₁₋₂信号として出力される。この場合、分離回路404cと合成器772cの間に圧縮部を3つ設けてもよい。

【0289】高域成分のH_HV_H、H_LV_H、H_HV_Lの3成分は合成器772aにより一つのH_HV_H-H信号となる。圧縮信号が垂直水平とも1000本の場合、この信号は水平、垂直方向に500本〜1000本の成分をもつ。そして分離回路404bにより4つの成分に分離される。

【0290】従ってH_LV_L出力として水平、垂直方向の500本〜750本の成分が分離される。これをH_H信号とよぶ。そしてH_HV_H、H_LV_H、H_HV_Lの3成分は750本〜1000本の成分をもち、合成器772bで合成され、H_H信号となり圧縮部405dで圧縮され、D₂₋₂信号として出力される。一方H_L信号はD₂₋₁信号として出力される。従ってL_L、つまりD₁₋₁信号は例えば0本〜250本以下の成分、L_HつまりD₁₋₂信号は250本以上500本以下の周波数成分H_LつまりD₂₋₁信号は500本以上750本以下の成分、H_HつまりD₂₋₂信号は750本以上1000本以下の周波数成分をもつ。この分離回路3により階層型のデータ構造ができるという効果がある。この図93の分離回路3を用いて発明の実施の形態2で説明した図87の送信機1の中の分離回路3の部分置きかえることにより、4層の階層型伝送ができる。

【0291】こうして階層型データ構造と階層型伝送を組み合わせることにより、C/Nの劣下に伴い段階的に画質が劣化する画像伝送が実現できる。これは放送においてはサービスエリアの拡大という大きな効果がある。次にこの信号を復調再生する受信機は発明の実施の形態2で説明した図88の第2受信機と同じ構成と動作である。従って全体の動作は省略する。ただ映像信号を扱うため合成部37の構成がデータ送信と異なる。ここでは合成部37を詳しく説明する。

【0292】発明の実施の形態2において図88の受信機のブロック図を用いて説明したように、受信した信号は復調され、エラー訂正され、D₁₋₁、D₁₋₂、D₂₋₁、D₂₋₂の4つの信号となり、合成部37に入力される。

【0293】ここで図94は合成部33のブロック図である。入力されたD₁₋₁、D₁₋₂、D₂₋₁、D₂₋₂信号は伸

長部523a、523b、523c、523dにおいて伸長され、図93の分離回路において説明したLL、LH、HL、HH信号となる。この信号は、元の映像信号の水平、垂直方向の帯域を1とするとLLは $1/4$ 、 $LL+LH$ は $1/2$ 、 $LL+LH+HL$ は $3/4$ 、 $LL+LH+HL+HH$ は1の帯域となる。LH信号は分離器531aにより分離され画像合成部548aにおいてLL信号と合成されて画像合成部548cのH_LV_L端子に入力される。画像合成部531aの例の説明に関しては図32の画像デコーダ527で説明したので省略する。一方、HH信号は分離器531bにより分離され、画像合成部548bに入力される。HL信号は画像合成部548bにおいてHH信号と合成され、H_HV_H-H信号となり分離器531cにより分離され、画像合成部548cにおいてLHとLLの合成信号と合成され、映像信号となり合成部33から出力される。そして図88の第2受信機の出力部36でTV信号となり出力される。この場合、原信号が垂直1050本、約1000本のHDTV信号ならば図91の受信妨害図に示した4つの受信条件により4つの画質のTV信号が受信される。

【0294】TV信号の画質を詳しく説明する。図91と図86を一つにまとめたのが図92の伝送階層構造図である。このようにC/Nの向上とともに受信領域862d、862c、862b、862aにおいてD₁₋₁、D₁₋₂、D₂₋₁、D₂₋₂と次々と再生できる階層チャンネルが追加されデータ量が増える。

【0295】映像信号の階層伝送の場合図95伝送階層構造図のようにC/Nの向上とともにLL、LH、HL、HH信号の階層チャンネルが再生されるようになる。従って送信アンテナからの距離が近づくにつれ、画質が向上する。L=L_dの時LL信号、L=L_cの時LL+LH信号、L=L_bの時LL+LH+HL信号、L=L_aの時LL+LH+HL+HH信号が再生される。従って、原信号の帯域を1とすると $1/4$ 、 $1/2$ 、 $3/4$ 、1の帯域の画質が各々の受信地域で得られる。原信号が垂直走査線1000本のHDTVの場合、250本、500本、750本、1000本のTV信号が得られる。このようにして段階的に画質が劣化する階層型映像伝送が可能となる。図96は従来のデジタルHDTV放送の場合の受信妨害図である。図から明らかなように従来方式ではCNがV₀以下でTV信号の再生は全く不可能となる。従ってサービスエリア距離Rの内側においても他局との競合地域、ビルかげ等では×印で示すように受信できない。図97は本発明を用いたHDTVの階層放送の受信状態図を示す。図97に示すように、距離LaでC/N=a、LbでC/N=b、LcでC/N=c、LdでC/N=dとなり各々の受信地域で250本、500本、750本、1000本の画質が得られる。距離La以内でもC/Nが劣下し、HDTVの画質そのものでは再生できない地域が存在する。しかし、そ

の場合でも画質が落ちるものの再生はできる。例えばビルかげのB地点では750本、電車内のD地点では250本、ゴーストを受けるF地点では750本、自動車内のG地点では250本、他局との競合地域であるL地点でも250本の画質で再生できる。以上のようにして本発明の階層伝送を用いることにより従来提案されている方式では受信再生できなかった地域でも受信できるようになり、TV局のサービスエリアが大巾に拡大するという著しい効果がある。また、図98の階層伝送図に示すようにD₁₋₁チャンネルでその地域のアナログ放送と同じ番組の番組Dを放送し、D₁₋₂、D₂₋₁、D₂₋₂チャンネルで他の番組C、B、Aを放送することにより、番組Dのサイマルキャストを全地域で確実に放送し、サイマルキャストの役割を果たしながら他の3つの番組をサービスするという多番組化の効果も得られる。

【0296】(発明の実施の形態8)以下、第7の発明の実施の形態を図面に基づき説明する。発明の実施の形態8は本発明の階層型伝送方式をセルラー電話システムの送受信機に応用したものである。図115の携帯電話機の送受信機のブロック図においてマイク762から入力された通話者の音声は圧縮部405により前述した階層構造のデータD₁、D₂、D₃に圧縮符号化され、時分割部765においてタイミングに基づき所定のタイムスロットに時間分割され、変調器4において前述のSRQAM等の階層型の変調を受け1つの搬送波により、アンテナ共用器764を経てアンテナ22より送信され、後述する基地局で受信され、他の基地局もしくは電話局に送信され、他の電話と交信できる。

【0297】一方、他の電話からの交信信号は基地局からの送信電波としてアンテナ22により受信される。この受信信号はSRQAM等の階層型の復調器45において、D₁、D₂、D₃のデータとして復調される。復調信号からはタイミング回路767においてタイミング信号が検出され、このタイミング信号は時分割部765に送られる。復調信号D₁、D₂、D₃は伸長部503において伸長され音声信号になり、スピーカ65に送られ、音声となる。

【0298】次に図116の基地局のブロック図にあるように六角形もしくは円形の3つの受信セル768、769、770、の各中心部にある基地局771、772、773は図115と同様の送受信機761a~761jを複数個もち、送受信機の数と同じチャンネル数のデータを送受信する。各基地局に接続された基地局制御部774は各基地局の通信のトラフィック量を常に監視し、これに応じて各基地局へのチャンネル周波数の割り当てや各基地局の受信セルの大きさの制御等の全体システムのコントロールを行う。

【0299】図117の従来方式の通信容量トラフィック分布図に示すようにQP SK等の従来方式のデジタル通信方式では受信セル768、770のA c hの伝送容

量は $d=A$ の図に示すように同波数利用効率 $2\text{ bit}/\text{Hz}$ のデータ774d、774bと $d=B$ の図のデータ774cを合わせたデータ774dなり、どの地点においても $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の様な周波数利用効率である。一方、実際の都市部は密集地775a、775b、775cのようにビルの集中したところは人口密度が高く、交信トラフィック量もデータ774eに示すようにピークを示す。周辺のそれ以外の地域では交信量は少ない。実際のトラフィック量TFのデータ774eに対して従来のセルラー電話の容量はデータ774dに示すように全地域、同じ $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の周波数効率であった。つまりトラフィック量の少ないところにも多いところと同じ周波数効率を適用しているという効率の悪さがあった。従来方式ではトラフィック量の多い地域には周波数割り当てを多くしチャンネル数を増やしたり、受信セルの大きさを小さくして対応していた。しかし、チャンネル数を増やすには周波数スペクトルの制約があった。また従来方式の16QAM、64QAM等の多値化は送信電力を増加させた。受信セルの大きさを小さくし、セル数を増やすことは基地局の数の増加を招き、設置コストを増大させる。以上の問題点がある。

【0300】理想的にはトラフィック量の多い地域には周波数効率を高くし、トラフィック量の少ない地域には周波数効率を高くし、トラフィック量の少ない地域には低くすることがシステム全体の効率を高められる。本発明の階層型伝送方式の採用により以上のことを実現できる。このことを図118の本発明の実施の形態8における通信容量・トラフィック分布図を用いて説明する。図118の分布図は上から順に受信セル770B、768、769、770、770aのA-A'線上の通信容量を示す。受信セル768、770はチャンネル群A受信セル770b、769、770aはチャンネル群Aと重複しないチャンネル群Bの周波数を利用している。これらのチャンネルは各受信セルのトラフィック量に応じて図116の基地局制御器774により、チャンネル数が増減させられる。さて図118において $d=A$ はAチャンネルの通信容量の分布を示す。 $d=B$ はBチャンネルの通信容量、 $d=A+B$ は全チャンネルを加算した通信容量、TFは通信トラフィック量、Pは建物と人口の分布を示す。受信セル768、769、770では前の発明の実施の形態で説明したSRQAM等の多層の階層型伝送方式を用いているためデータ776a、776b、776cに示すように、QPSKの周波数利用効率 $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の3倍の $6\text{ bit}/\text{Hz}$ を基地局周辺部では得られる。周辺部にいくに従い $4\text{ bit}/\text{Hz}$ 、 $2\text{ bit}/\text{Hz}$ と減少する。送信パワーを増やさないと点線777a、b、cに示すQPSKの受信セルの大きさに比べて $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の領域が狭くなるが、基地局の送信パワーを若干上げることにより同等の受信セルの大きさが得られる。64SRQAM対応の子局は基

地局から遠いところではSRQAMのシフト量を $S=1$ にした変形QPSKで送受信し、近いところでは16SRQAM、さらに近傍では64SRQAMで送受信する。従ってQPSKに比べて最大送信パワーが増加することはない。また、回路を簡単にした図121のブロック図に示すような4SRQAMの送受信機も互換性を保ちながら他の電話と交信できる。図122のブロック図に示す16SRQAMの場合も同様である。従って3つの変調方式の子機が存在する。携帯電話の場合小型計量性が重要である。4SRQAMの場合周波数利用効率が高まるため通話料金は高くなるが、回路が簡単になるため小型軽量化が要求されるユーザーには適している。こうして本方式は幅広い用途に対応できる。

【0301】以上のようにして図118の $d=A+B$ のような容量の異なる分布をもつ伝送システムができる。TFのトラフィック量に合わせて基地局を設置することにより、総合的な周波数利用効率が向上するという大きな効果がある。特にセルの小さいマイクロセル方式は多くのサブ基地局を設置できるためサブ基地局をトラフィックの多い個所に設置しやすいため本発明の効果が高い。

【0302】次に図119のデータの時間配置図を用いて各タイムスロットのデータ配置を説明する。図119(a)は従来方式のタイムスロット、図119(b)は発明の実施の形態8のタイムスロットを示す。図119(a)に示すように従来方式の送受信別周波数方式はDownつまり基地局から子局への送信の時に周波数Aで時間のスロット780aで同期信号Sを送り、スロット780b、780c、780dで各々A、B、Cチャンネルの子機への送信信号を送る。次にUpつまり子機から基地局へ送る場合、周波数Bで時間スロット781a、781b、781c、781dに各々同期信号、a、b、cチャンネルを送信信号する。

【0303】本発明の場合、図119(b)に示すように前述の64SRQAM等の階層型伝送方式を用いているため D_1 、 D_2 、 D_3 の各々の $2\text{ bit}/\text{Hz}$ の3つの階層データをもつ。 A_1 、 A_2 データは16SRQAMで送るためスロット782b、782cとスロット783b、783cに示すように約2倍のデータレートとなる。同一音質で送る場合半分の時間で送れる。従ってタイムスロット782b、782cは半分の時間になる。こうして2倍の伝送容量が図118の776cの第2階層の地域つまり基地局の近傍で得られる。同様に、タイムスロット782g、783gでは E_1 データの送受信が64SRQAMで行われる。約3倍の伝送容量をもつため、同一タイムスロットで3倍の E_1 、 E_2 、 E_3 の3チャンネルが確保できる。この場合基地局のさらに近傍地域で送受信することが要求される。このようにして最大約3倍の通話が同一周波数帯で得られるという効果がある。但し、この場合は基地局の近傍でこのままの

通話が行われた場合で、実際はこの数字より低い。また実際の伝送効率率は90%程度に落ちる。本発明の効果を上げるためには、トラフィック量の地域分布と本発明による伝送容量分布が一致することが望ましい。しかし、図118のTFの図に示すように実際の都市においてはビル街を中心として緑地帯が周辺に配置されている。郊外においても住宅地の周辺に田畑や森が配置されている。従ってTFの図に近い分布をしている。従って本発明を適用する効果が高い。

【0304】図120のTDMA方式タイムスロット図で(a)は従来方式(b)は本発明の方式を示す。図120(a)に示すように、同一周波数帯でタイムスロット786a, 786bで各々A, Bチャンネルの子機への送信を行い、タイムスロット787a, 787bで各々A, Bチャンネルの子機からの送信を行う。図120(b)に示すように、本発明の場合16SRQAMの場合スロット788aでA₁チャンネルの受信を行い、スロット788cでA₁チャンネルの送信を行う。タイムスロット巾は約1/2になる。64SRQAMの場合スロット788iでD₁チャンネルの受信を行い、スロット788lでD₁チャンネルの送信を行う。タイムスロット巾は約1/3になる。

【0305】特に消費電力を下げるためにスロット788pにおいて1/2のタイムスロットで16SRQAMのE₁の受信を行うが、送信はスロット788rで通常のタイムスロット4SRQAMで行う。16SRQAMより4SRQAMの方が消費電力が少ないため、送信時の電力消費が少なくなるという効果がある。ただし、占有時間が長い分だけ通信料金は高くなる。バッテリーの小さい小型軽量の携帯電話やバッテリー残量が少ない時に

効果が高い。

【0306】以上のようにして実際のトラフィック分布に合わせて伝送容量分布を設定できるため実質的な伝送容量が高めることができるという効果がある。また3つのもしくは2つの伝送容量の伝送容量を基地局、子局が選択できるため周波数効率を下げて消費電力を下げたり逆に効率を上げて通話料金を下げたり自由度が高く、様々な効果が得られる。また、伝送容量の低い4SRQAM等の方式により、回路を簡単にして小型化、低コスト化をした子機も設定できる。この場合、前の発明の実施の形態で説明したように全ての機種間の伝送互換性がとれる点が本発明の特徴の一つである。こうして伝送容量の増大とともに超小型機から高機能機までの幅広い機種展開が計れる。

【0307】(発明の実施の形態9)以下第9の発明の実施の形態を図面にに基づき説明する。発明の実施の形態9は本発明をOFDM伝送方式に適用したものである。図123のOFDM送受信機のブロック図と図124のOFDMの動作原理図を示す。FDMの一種であるOFDMは隣接するキャリアを直交させることにより、一般

のFDMより周波数帯の利用効率が良い。またゴースト等のマルチパス妨害に強いためデジタル音楽放送用やデジタルTV放送用に検討されている。図124のOFDMの原理図に示すようにOFDMの場合入力信号を直列並列変換部791で周波数軸793上にデータを1/t_sの間隔で配置し、サブチャンネル794a~eを作成する。この信号を逆FFT器40をもつ変調器4で時間軸799へ逆FFT変換し、送信信号795を作る。t_sの有効シンボル期間796の期間の間、この逆FFTされた信号は送信され、各シンボルの間にはt_gのガード期間797が設けられる。

【0308】図123のOFDM-CCDMハイブリッド方式のブロック図を用いてHDTV信号を送受信する場合の発明の実施の形態9の動作を説明する。入力されたHDTV信号は画像エンコーダ401により低域D₁₋₁と(中域-低域)D₁₋₂と(高域-中域-低域)D₂の3層の階層構造の画像信号に分離され、入力部742に入力される。第1データ列入力部743において、D₁₋₁信号はCode gainの高いECC符号化をされ、D₁₋₂信号は通常のコードゲインのECCの符号化をされる。D₁₋₁とD₂₋₂はTDM部743により、時間分割多重化され、D₁信号になり、変調器852aのD₁直列並列変換器791aに入力される。D₁信号はn個の並列データとなり、nケのC-CDM変調器4a, 4b...の第1入力部に入力される。

【0309】一方、高域成分信号のD₂は入力部742の第2データ列入力部744においてECC部744aにおいてECC(Error Correction Code)符号化され、トレリスエンコーダ744bにおいてトレリス符号化され、変調器852aのD₂直列並列器791bに入力され、nケの並列データとなり、C-CDM変調器4a, 4b...の第2入力部に入力される。第1入力部のD₁データと第2入力部のD₂データにより各々のC-CDM変調器4a, 4b, 4c...において16SRQAM等にC-CDM変調される。このnケのC-CDM変調器は各々の異なる周波数のキャリアをもつとともに隣接するキャリアは図124の794a, 794b, 794c...に示すように直交しながら周波数軸上793上にある。こうして、C-CDM変調されたnケの変調信号は、逆FFT回路40により、周波数軸ディメンジョン793から時間軸のディメンジョン790に写像され、t_sの実効シンボル長の時間信号796a, 796b等になる。実効シンボル時間帯796aと796bの間にはマルチパス妨害を減らすためT_g秒のガード時間帯797aが設けられている。これを時間軸と信号レベルで表現したものが、図129の時間軸-信号レベル図であり、ガード時間帯797aのT_gはマルチパスの影響時間から用途に応じて決定される。TVゴースト等のマルチパスの影響時間より長くT_gを設定することにより受信時に逆FFT回路40からの変調信号は並列直列コン

パート40bにより、一つの信号となり送信部5により、RF信号となり送信される。

【0310】次に、受信機43の動作を述べる。図124の時間軸シンボル信号796eに示す。受信信号は図123の入力部24に入力され、変調部852bに入力され、デジタル化され、FFT部40aにより、フーリエ係数に展開され、図124に示すように時間軸799から周波数軸793aに写像される。図124の時間軸シンボル信号から、周波数軸の信号のキャリア794a、794b等に変換される。これらのキャリアは互いに直交しているため、各々の変調信号が分離できる。図125(b)に示す16SRQAM等が復調され、各々のC-CDM復調器45a、45b等に送られる。そして、C-CDM復調器45の各々のC-CDM復調部45a、b等において、階層型に復調されD₁、D₂のサブ信号が復調され、D₁並列直列コンバータ852aとD₂並列直列コンバータ852bにより、直列信号となり元のD₁、D₂信号が復調される。この場合、図125(b)に示すようなC-CDMを用いた階層伝送方式を用いているため、C/N値の悪い受信条件では、D₁信号のみが復調され、よい受信条件では、D₁とD₂信号の両方が復調される。復調されたD₁信号は出力部757において復調される。D₁₋₂信号に比べてD₁₋₁信号エラー訂正のコードケインが高いため、D₁₋₁信号のエラー信号がより受信条件の悪い条件でも再生される。D₁₋₁信号は第1-1画像デコーダ402cによりLDTVの低域信号となり、D₁₋₂信号は第1-2画像デコーダ402dによりEDTVの中域成分の信号となり、出力される。

【0311】D₂信号はトレリス復号され、第2画像デコーダ402bにより、HDTVの高域成分となり出力される。上記の低域信号のみではLDTVが出力され、上記中域成分を加えることにより、ワイドNTSCグレードのEDTV信号が出力され、さらに上記高域成分を加えることによりHDTV信号が合成される。前の発明の実施の形態と同様、受信C/Nに応じた画質のTV信号が受信できる。発明の実施の形態9の場合はOFDMとC-CDMを組み合わせる用いることにより、OFDMそのものでは、実現できない階層型伝送を実現できる。図130のエラーレートC/Nに示すように従来のOFDM-TCM変調信号の曲線805に対して、本発明のC-CDM-OFDM方式はサブチャンネル1807aはエラーレートが下がりサブチャンネル2807bはエラーレートが上がる。こうして階層型が実現する。

【0312】OFDMは確かにガード期間T_g中にマルチパスの干渉信号を収めているためTVゴースト等のマルチパスに強い。従って、自動車のTV受信機用のデジタルTV放送用に用いることができる。しかし、階層型伝送ではないため、ある一定のC/Nのスレシホールド以

下では受信できない。本発明のC-CDMと組み合わせることにより、マルチパスに強かつC/Nの劣化に応じた画像受信(Gradational Degradation)の2つが実現できる。自動車内でTV受信をする時、単にマルチパスだけでなくC/N値も劣化する。従ってマルチパス対策だけではTV放送局のサービスエリアはさほど広がらない。しかし、階層型伝送のC-CDMと組み合わせることにより、C/Nがかなり劣化してもLDTVグレードで受信できる。一方、自動車用TVの場合、画面サイズは通常100寸以下であるため、LDTVグレードで十分な画質が得られる。自動車TVのLDTVグレードのサービスエリアが大巾に拡大するという効果がある。OFDMをHDTVの全帯域に使うと現時点の半導体技術ではDSPの回路規模が大きくなる。そこで低域TV信号のD₁₋₁のみをOFDMで送る方法を示す。図138のブロック図に示すように、HDTVの中域成分と高域成分のD₁₋₂とD₂信号の2つを本発明のC-CDM多重化し、FDM40dにより周波数帯Aで送信する。一方受信機側で受信した信号はFDM40eにより周波数分離され、本発明のC-CDM復調器4bで復調され、図123と同様にしてHDTVの中域成分と高域成分が再生される。この場合の画像デコーダの動作は発明の実施の形態1、2、3と同じであるため省略する。

【0313】次にHDTVのMPEG1グレードの低域信号であるD₁₋₁信号は直列並列コンバータ791により並列信号となりOFDM変換器852cの中でQPSKや16QAMの変調を受け、逆FFT器40により時間軸の信号に変換されFDM40dにより周波数帯Bで送信される。

【0314】一方、受信機43で受信された信号はFDM部40eにおいて周波数分離され、OFDM復調部852dにおいてFFT40aにより多くの周波数軸の信号となり、各々の復調器45a、45b等により復調され、並列直列コンバータ852aによりD₁₋₁信号が復調され、図123と同様にして、LDTVグレードのD₁₋₁信号が受信機43から出力される。

【0315】こうして、LDTV信号のみがOFDMされた階層伝送が実現する。図138の方法を用いることにより、OFDMの複雑な回路はLDTV信号のみでよい。HDTV信号に比べてLDTV信号は1/20のビットレートである。従ってOFDMの回路規模は1/20になり、全体の回路規模は大巾に小さくなる。

【0316】OFDMはマルチパスに強い伝送方式で携帯TVや自動車TVの受信時や自動車のデジタル音楽放送受信時のような移動局でマルチパス妨害が大きく、かつ変動する用途を主目的として応用されようとしている。このような用途においては4インチから8インチの10インチ以下の小さい画面サイズが主流である。従ってHDTVやEDTVのような高解像度TV信号全てをOFDM変調する方式はかける費用の割には効果が低

く、自動車TV用にはLDTVグレードのTV信号の受信で充分である。一方、家庭用TVのような固定局においてはマルチパスが常に一定であるため、マルチパス対策がとりやすい。このため強ゴースト地域以外はOFDMの効果は高くない。HDTVの中高域成分にOFDMを用いることはOFDMの回路規模が大きい現状では得策でない。従って本発明の図138に示すOFDMを低域TV信号のみに使用する方法は、自動車等の移動局において受信されるLDTVのマルチパス妨害を大巾に軽減するというOFDMの効果を失なわないで、OFDMの回路規模を $1/10$ 以下に大巾に削減できるという大きな効果がある。

【0317】なお、図138では D_{1-1} のみをOFDM変調しているが D_{1-1} と D_{1-2} をOFDM変調することもできる。この場合、 D_{1-1} と D_{1-2} はC-CDMの2階層伝送ができるため、自動車等の移動体においてもマルチパスに強い階層型伝送が実現し、移動体において、LDTVとSDTVが受信レベルやアンテナ感度に応じた画質の画像が受信できるというGradational Degradationの効果が生まれる。

【0318】こうして本発明の階層伝送が可能となり、前述した様々な効果が得られる。OFDMの場合特にマルチパスに強い本発明の階層伝送と組み合わせることによりマルチパスに強くかつ受信レベルの劣化に応じたデータ伝送グレードの劣化が得られるという効果が得られる。

【0319】階層構造型伝送方式を実現する方法として、図126(a)に示すように、おFDMの各サブチャンネル794a~cを第1層801aとしサブチャンネル794d~fを第2層801bとし中間にfgなる周波数ガード帯802aを設け、図126(b)に示すようにPgなる電力差802bを設けることにより、第1層801aと第2層801bの送信電力を差別化できる。

【0320】これを利用すると、前に説明した図108(d)に示すようにアナログTV放送に妨害を与えない範囲で第1層801aの電力を増やすことができる。この場合図108(e)に示すように第1層801aの受信可能なC/N値のスレシホールド値は第2層801bに比べて低くなる。従って信号レベルの低い地域やノイズの多い地域においても第1層801aの受信が可能となるという効果が得られる。図147に示すように二層の階層伝送が実現する。これをPower-Weighted-OFDM方式(PW-OFDM)と本文では呼ぶ。この本発明の実施の形態のPW-OFDMに前述の本発明のC-CDM方式を組み合わせることにより、図108(e)に示すように階層は増え3層になり、より受信可能地域が広がるという効果がある。

【0321】具体的な回路は、図144に示すように第1層データは第1データ列回路791aを介して振幅の

大きい変調器4a~4cでキャリア $f_1 \sim f_3$ で逆FFT40によりOFDM変調し、第2層データは第2データ列回路791bを介して通常の振幅の変調器4d~4fでキャリア $f_6 \sim f_8$ で逆FFT40によりOFDM変調し送信する。

【0322】受信信号は受信機43のFFT40aにより $f_1 \sim f_n$ のキャリアをもつ信号に分離され、キャリア $f_1 \sim f_3$ は復調器45a~45cにより第1データ列D1つまり第1層801aが復調され、キャリア $f_6 \sim f_8$ からは第2データ列D2つまり第2層801bが復調される。

【0323】第1層801aの電力は大きいため信号の弱い地域においても受信できる。こうしてPW-OFDMにより、2層の階層型伝送が実現する。PW-OFDMをC-CDMと組み合わせると3~4層の階層が実現する。なお図144の他の動作は図123のブロック図の場合と動作が同じであるため説明を省略する。

【0324】さて、次に本発明のTime-Weighted-OFDM(TW-OFDM)方式の階層化方式について述べる。OFDM方式は前に述べたように、ガード時間帯tgがあるため、ゴーストつまりマルチパス信号の遅延時間 t_m が $t_m < t_g$ の条件式を満たせばゴーストの影響をなくすることができる。一般家庭のTV受信機のような固定局では t_m は数 μs と小さく、また、一定であるためキャンセルし易い。しかし、車載TV受信機のように移動局の場合は反射波が多いため、 t_m は大きく数十 μs 近くになるだけでなく、移動に伴い変化するためキャンセルが難しい。従ってマルチパスに対する階層化が必要になることが予想される。

【0325】本発明の実施の形態の階層化の方法を述べると、図146に示すように第A層のガード時間 t_{ga} を第B層のガード時間 t_{gb} に比べて大きくとることによりA層のサブチャンネルのシンボルはゴーストに対して強くなる。こうしてガード時間のWeightingによりマルチパスに対する階層型伝送が実現する。この方式をGuard-Time-Weighted-OFDM(GTW-OFDM)と呼ぶ。さらに第A層と第B層のシンボル時間 T_s のシンボル数を同じ数に設定した場合、Aのシンボル時間 t_{sa} をBのシンボル時間 t_{sb} より大きくとる。するとこれにより周波数軸上においてA、Bのキャリアの間隔をそれぞれ Δf_a 、 Δf_b とすると $\Delta f_a < \Delta f_b$ である。このためBのシンボルに比べて、Aのシンボルを復調した場合のエラーレートは低くなる。こうしてシンボル時間 T_s のWeightingの差別化により第A層と第B層のマルチパスに対する2層の階層化が実現する。この方式をCarrier-Spacing-Weighted-OFDM(CSW-OFDM)と呼ぶ。GTW-OFDMを用いて2層の階層伝送を実現し、第A層にて低解像度のTV信号を、第B層で高域成分を送信することにより、車載TV受信機のようにゴーストの多い条件の受信でも低解像度TVの安定した受信が可能となる。またCSW-OFDMを

用いたシンボル時間 t_s の差別化により第A層と第B層の C/N に対する階層化をGTW-OFDMとを組み合わせることにより受信信号レベルの低い車載TVにおいてさらに安定した受信ができるという大きな効果が実現する。車載用途や携帯用途のTVにおいては高い解像度は要求されない。低解像度TV信号を含むシンボル時間の時間比率は小さいため、このガード時間のみを長くすることは全体の伝送効率をあまり下げない。従って本発明の実施の形態のGTW-OFDMを用いて低解像度TV信号に重点を置いてマルチパス対策をすることにより伝送効率に殆ど影響を与えないで携帯TVや車載TVのような移動局と、家庭のTVのような固定局とを両立させた階層型TV放送を実現するという大きな効果がある。この場合前述のようにCSW-OFDMやC-CDMと組み合わせることにより C/N にたいする階層化が加わりさらに安定した移動局の受信が可能となる。

【0326】具体的にマルチパスの影響を説明すると、図145(a)に示すように遅延時間が短いマルチパス810a~dの場合は第1送と第2層の信号が受信でき、HDTVの信号が復調できる。しかし、図145(b)に示すように長いマルチパス811a~dの場合は、第2層のB信号のガード時間、 T_{gb} が短いため復調できなくなる。この場合、第1層のA信号はガード時間 T_{ga} が長いので、遅延時間の長いマルチパスの影響を受けない。前述のようにB信号にはTVの高域成分が含まれており、A信号にはTVの低域成分が含まれているため、例えば車載用TVではLDTVが再生できる。さらに第1層のシンボル時間 T_{sa} を T_{sb} より大きくとっているため C/N の劣化にも第1層は強い。

【0327】こうしてガード時間とシンボル時間の差別化をすることにより、OFDMの二次元の階層化が簡単な構成で可能となる。図123のような構成でガード時間差別化とC-CDMと組み合わせることにより、マルチパスと C/N 値劣化の双方の階層化が計れる。

【0328】ここで具体的な例を用いて詳しく述べる。マルチパス遅延時間 T_m は、 D/U 比が小さい程、直接波より反射波が多くなり、大きくなる。例えば図148に示すように $D/U < 30\text{ dB}$ では反射波の影響が大きくなり $30\mu\text{s}$ 以上になる。図148に示すように $50\mu\text{s}$ 以上の T_g をとることにより、一番悪い条件でも受信できる。従って図149(a)に具体的に示すようにTV信号1secに対して図149(b)に示す2msの周期のうち、各シンボルを第1層801a、第2層801b、第3層801cの3つの階層のグループに分け、図149(c)に示す。各々のグループのガード時間 $797a$ 、 $797b$ 、 $797c$ つまり T_{ga} 、 T_{gb} 、 T_{gc} を例えば $50\mu\text{s}$ 、 $5\mu\text{s}$ 、 $1\mu\text{s}$ と重みづけをして設定することにより図150に示すような階層801a、801b、801cの3つの階層のマルチパスに関する階層型放送が実現する。全ての画質に対して

GTW-OFDMを適用すると当然伝送効率は落ちてしまう。しかし、情報量の少ないLDTVの画質信号のみにGTW-OFDMのマルチパス対策をすることにより全体の伝送効率があり落ちないという効果がある。特に第1層801aではガード時間 T_g を $30\mu\text{s}$ 以上の $50\mu\text{s}$ にとっているため、車載用TV受信機でも受信できる。回路は図127のブロック図に示したものをを用いる。特に車載用TVはLDTVグレードの画質で良いためMPEG1クラスの1Mbps程度の伝送容量でよい。従って図149に示したようにシンボル時間 $796a$ T_{sa} を2msの周期に対して $200\mu\text{s}$ とれば2Mbpsとれるため良く、さらにシンボルレートを半分に下げても1Mbps近くになり、LDTVグレードの画質が得られるため本発明のCSW-OFDMにより伝送効率は若干落ちるがエラーレートが低くなる。特に本発明のC-CDMをGTW-OFDMと組み合わせた場合、伝送効率が低下しないため効果がさらに高い。図149では同じシンボル数に対してシンボル時間 $796a$ 、 $796b$ 、 $796c$ を $200\mu\text{s}$ 、 $150\mu\text{s}$ 、 $100\mu\text{s}$ に差別化している。従って第1層、第2層、第3層の順にエラーレートが高くなってゆく階層型伝送となっている。

【0329】同時に C/N に対しても階層型伝送が実現する。図151に示すようにCSW-OFDMとCSW-OFDMの組み合わせにより、マルチパスと C/N の二次元の階層型伝送が実現する。前述のようにCSW-OFDMと本発明のC-CDMを組み合わせても実現でき、この場合全体の伝送効率の低下が少ないという効果がある。第1層801aおよび第1-2層851a、第1-3層851aではマルチパス T_m が大きくかつ C/N が低い用途例えば車載用TVReceiverにおいてもLDTVグレードの安定した受信ができる。第2層801bと第2-3層851bではサービスエリアのフリッジエリアのように C/N が低く、ゴーストの多い受信地域の固定局において標準解像度のSDTVグレードの受信ができる。サービスエリアの半分以上を占める第3層801cでは C/N が高く、直接波が大きくゴーストが少ないためHDTVグレードの画質で受信できる。こうして C/N とマルチパスの二次元の階層型放送が実現する。このように大きな効果が本発明のGTW-OFDMとC-CDMの組み合わせまたは、GTW-OFDMとCSW-C-CDMの組み合わせにより得られる。従来は C/N に対する階層型放送方式が提案されているが、本発明により、 C/N とマルチパスの二次元のマトリクス型の階層型放送が実現する。

【0330】 C/N の3層とマルチパスの3層の二次元の階層型放送の具体的なHDTV、SDTV、LDTVの3階層のTV信号の時間配置図を図152に示す。図に示すように1番マルチパスに強いA層の第1階層の $796a$ にはLDTVを配置し、次にマルチパスに

用いた場合、電力利用効率を全く考慮する必要がないため衛星放送より本発明は実施しやすい。前述のように従来のデジタルHDTV放送方式では存在したサービスエリア内の受信不能地域を大巾に減少させるという顕著な効果と前述のNTSCとHDTV受信機もしくは受像機の両立性の効果がある。またTV番組のスポンサーからみた場合のサービスエリアが実質的に拡大するという効果もある。なお、発明の実施の形態ではQPSKと16QAMと32QAMの変調方式を用いた例を用いて説明したが、64QAMや128QAMや256QAM等に適用できることはいうまでもない。また、図を用いて説明したように多値のPSKやASKやFSKに適用できることもいうまでもない。本発明とTDMを組み合わせることで伝送する発明の実施の形態を説明したが、FDM、CDMAや拡散通信方式を組み合わせることもできる。

10 したが、64QAMや128QAMや256QAM等に適用できることはいうまでもない。また、図を用いて説明したように多値のPSKやASKやFSKに適用できることもいうまでもない。本発明とTDMを組み合わせることで伝送する発明の実施の形態を説明したが、FDM、CDMAや拡散通信方式を組み合わせることで伝送することもできる。

【0337】本発明の階層型伝送方式の一つの特徴は周波数利用効率を向上させるものであるが一部の受信機にとっては電力利用効率がかかなり低下する。従って全ての伝送システムに適用できるものではない。例えば特定受信者間の衛星通信システムならその時期に得られる最高の周波数利用効率と最高の電力利用効率の機器にとりかえるのが最も経済性が高い方法である。このような場合必ずしも本発明を使う必要はない。

【0338】しかし、衛星放送方式や地上放送方式の場合は本発明のような階層型伝送方式が必要である。なぜなら衛星放送の規格の場合50年以上の永続性が求められる。この期間、放送規格は変更されないが技術革新に伴い衛星の送信電力は飛躍的に向上する。放送局は数十年後の将来において現時点においても製造された受信機がTV番組を受信視聴できるように互換性のある放送を行わなければならない。本発明を用いると既存のNTSC放送とHDTV放送との互換性と将来の情報伝送量の拡張性という効果が得られる。

30 年後の将来において現時点においても製造された受信機
がTV番組を受信視聴できるように互換性のある放送を
行わなければならない。本発明を用いると既存のNTS
C放送とHDTV放送との互換性と将来の情報伝送量の
拡張性という効果が得られる。

【0339】本発明は電力効率よりも周波数効率を重視したものであるが、受信機側に各伝送段階に応じて設計受信感度を設けた各々、何種類かの受信機を設定することにより送信機の電力をさほど増やす必要はなくなる。このため現在の電力の小さい衛星でも充分送信可能である。また将来、送信電力が増大した場合でも同一の規格で伝送できるため将来の拡張性と、新旧の受信機との間の互換性が得られる。以上述べたように本発明は衛星放送規格に用いた場合、顕著な効果がえられる。

【０３４０】また本発明の階層型伝送方式を地上放送に用いた場合、電力利用効率を全く考慮する必要がないため衛星放送より本発明は実施しやすい。前述のように従来のデジタルＨＤＴＶ放送方式では存在したサービスエリア内の受信不能地域を大巾に減少させるという顕著な効果と前述のＮＴＳＣとＨＤＴＶ受信機もしくは受像機の両立性の効果がある。またＴＶ番組のスポンサーから

みた場合のサービスエリアが実質的に拡大するという効果もある。なお、発明の実施の形態では 16QAM と 32QAM の変調方式を用いた例を用いて説明したが、64QAM や 128QAM や 256QAM 等に適用できることはいうまでもない。また、図を用いて説明したように多値の PSK や ASK や FSK に適用できることもいうまでもない。

【0341】

【発明の効果】 以上のように本発明は、信号入力部と、位相の異なる複数の搬送波を上記入力部からの入力信号により変調し信号ベクトル図上になる m 値の信号点を発生させる変調部と、変調信号を送信する送信部からなりデータ伝送を行う伝送装置において n 値の第 1 データ列と第 2 データ列を入力し、上記信号を n 個の信号点群に分割し、該信号点群の各々第 1 データ列のデータに割りあてて上記信号点群の中の各信号点に第 2 データ群の各データを割りあて、送信する送信機により信号を送信し、該送信信号の入力部と、信号スペースダイアグラム上で p 値の信号点の QAM 変調波を復調する復調器と出力部を有する受信装置において上記信号点を n 値の信号点群に分割し、各信号点群 n 値の第 1 データ列を対応させて復調し、信号点群の中の略々 p/n 値の信号点に p/n 値の第 2 データ列のデータを復調再生し、受信装置を用いてデータを伝送することにより、例えば送信機 1 の変調器 4 により、 n 値の第 1 データ列と第 2 データ列と第 3 データ列を信号点群にデータを割りあてて変形 m 値の QAM 変調信号を送信し、第 1 受信機 23 では、復調器 25 により n 値の第 1 データ列を、第 2 受信機 33 では第 1 データ列と第 2 データ列を、第 3 受信機 43 では第 1 データ列、第 2 データ列、第 3 データ列を復調することにより、効果として最大 m 値のデータを変調した多値変調波を $n < m$ なる n 値の復調能力しかない受信機でも n 値のデータを復調可能とした両立性と発展性のある伝送装置が得られる。さらに、QAM 方式の信号点のうち最も原点に近い信号点と I 軸もしくは Q 軸との距離を f とした場合、この距離が $n > 1$ なる $n f$ となるように上記信号点をシフトさせることにより、階層型の伝送が可能となる。

【0342】 この伝送系に NTSC 信号を第 1 データ列、HDTV と NTSC との差信号を第 2 データ列として送信することにより、衛星放送においては NTSC 放送と HDTV 放送との両立性があり、情報量の拡張性の高いデジタル放送が可能となり、地上放送においてはサービスエリアの拡大と受信不能地域の解消という顕著な効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第 1 の発明の実施の形態における伝送装置のシステム全体を示す構成図

【図 2】 本発明の発明の実施の形態 1 の送信機 1 のブロック図

【図 3】 本発明の発明の実施の形態 1 の送信信号のベクトル図

【図 4】 本発明の発明の実施の形態 1 の送信信号のベクトル図

【図 5】 本発明の発明の実施の形態 1 の信号点へのコードの割り当て図

【図 6】 本発明の発明の実施の形態 1 の信号点群へのコーディング図

【図 7】 本発明の発明の実施の形態 1 の信号点群の中の信号点へのコーディング図

【図 8】 本発明の発明の実施の形態 1 の信号点群と信号点へのコーディング図

【図 9】 本発明の発明の実施の形態 1 の送信信号の信号点群の閾値状態図

【図 10】 本発明の発明の実施の形態 1 の変形 16 値 QAM のベクトル図

【図 11】 本発明の発明の実施の形態 1 のアンテナ半径 r_2 と送信電力比 n との関係図

【図 12】 本発明の発明の実施の形態 1 の変形 64 値 QAM の信号点の図

【図 13】 本発明の発明の実施の形態 1 のアンテナ半径 r_3 と送信電力比 n との関係図

【図 14】 本発明の発明の実施の形態 1 の変形 64 値 QAM の信号群と副信号点群のベクトル図

【図 15】 本発明の発明の実施の形態 1 の変形 64 値 QAM の比率 A_1 , A_2 の説明図

【図 16】 本発明の発明の実施の形態 1 のアンテナ半径 r_2 , r_3 と送信電力比 n_{16} , n_{64} の関係図

【図 17】 本発明の発明の実施の形態 1 のデジタル送信機のブロック図

【図 18】 本発明の発明の実施の形態 1 の 4 PSK 変調の信号スペースダイアグラム図

【図 19】 本発明の発明の実施の形態 1 の第 1 受信機のブロック図

【図 20】 本発明の発明の実施の形態 1 の 4 PSK 変調の信号スペースダイアグラム図

【図 21】 本発明の発明の実施の形態 1 の第 2 受信機のブロック図

【図 22】 本発明の発明の実施の形態 1 の変形 16 値 QAM の信号ベクトル図

【図 23】 本発明の発明の実施の形態 1 の変形 64 値 QAM の信号ベクトル図

【図 24】 本発明の発明の実施の形態 1 のフローチャート

【図 25】 (a) は本発明の発明の実施の形態 1 の 8 値 QAM の信号ベクトル図

(b) は本発明の発明の実施の形態 1 の 16 値 QAM の信号ベクトル図

【図 26】 本発明の発明の実施の形態 1 の第 3 受信機のブロック図

【図 27】本発明の発明の実施の形態 1 の変形 64 値 QAM の信号点の図

【図 28】本発明の発明の実施の形態 1 のフローチャート

【図 29】本発明の発明の実施の形態 3 における伝送システムの全体の構成図

【図 30】本発明の発明の実施の形態 3 の第 1 画像エンコーダのブロック図

【図 31】本発明の発明の実施の形態 3 の第 1 画像デコーダのブロック図

【図 32】本発明の発明の実施の形態 3 の第 2 画像デコーダのブロック図

【図 33】本発明の発明の実施の形態 3 の第 3 画像デコーダのブロック図

【図 34】本発明の発明の実施の形態 3 の D_1 , D_2 , D_3 信号の時間多重化の説明図

【図 35】本発明の発明の実施の形態 3 の D_1 , D_2 , D_3 信号の時間多重化の説明図

【図 36】本発明の発明の実施の形態 3 の D_1 , D_2 , D_3 信号の時間多重化の説明図

【図 37】本発明の発明の実施の形態 4 における伝送装置のシステム全体の構成図

【図 38】本発明の発明の実施の形態 3 における変形 16 QAM の信号点のベクトル図

【図 39】本発明の発明の実施の形態 3 における変形 16 QAM の信号点のベクトル図

【図 40】本発明の発明の実施の形態 3 における変形 64 QAM の信号点のベクトル図

【図 41】本発明の発明の実施の形態 3 の時間軸上の信号配置図

【図 42】本発明の発明の実施の形態 3 の TDMA 方式の時間軸上の信号配置図

【図 43】本発明の発明の実施の形態 3 の搬送波再生回路のブロック図

【図 44】本発明の発明の実施の形態 3 の搬送波再生の原理図

【図 45】本発明の発明の実施の形態 3 の逆変調方式の搬送波再生回路のブロック図

【図 46】本発明の発明の実施の形態 3 の 16 QAM 信号の信号点配置図

【図 47】本発明の発明の実施の形態 3 の 64 QAM 信号の信号点配置図

【図 48】本発明の発明の実施の形態 3 の 16 通倍方式の搬送波再生回路のブロック図

【図 49】本発明の発明の実施の形態 3 の D_{V1} , D_{H1} , D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} , D_{H3} 信号の時間多重化の説明図

【図 50】本発明の発明の実施の形態 3 の D_{V1} , D_{H1} , D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} , D_{H3} 信号の TDMA 方式の時間多重化の説明図

【図 51】本発明の発明の実施の形態 3 の D_{V1} , D_{H1} ,

D_{V2} , D_{H2} , D_{V3} , D_{H3} 信号の TDMA 方式の時間多重化の説明図

【図 52】本発明の発明の実施の形態 4 における従来方式の受信妨害領域図

【図 53】本発明の発明の実施の形態 4 における階層型放送方式の場合の受信妨害領域図

【図 54】本発明の発明の実施の形態 4 における従来方式の受信妨害領域図

【図 55】本発明の発明の実施の形態 4 における階層型放送方式の場合の受信妨害領域図

【図 56】本発明の発明の実施の形態 4 におけるデジタル放送局 2 局の受信妨害領域図

【図 57】本発明の発明の実施の形態 5 における変形 4ASK 信号の信号点配置図

【図 58】本発明の発明の実施の形態 5 における変形 4ASK の信号点配置図

【図 59】(a) は本発明の発明の実施の形態 5 における変形 4ASK の信号点配置図
(b) は本発明の発明の実施の形態 5 における変形 4ASK の信号点配置図

【図 60】本発明の発明の実施の形態 5 における低い C/N 値の場合の変形 4ASK 信号の信号点配置図

【図 61】本発明の発明の実施の形態 5 における送信機のブロック図

【図 62】(a) は本発明の発明の実施の形態 5 における ASK 変調信号の周波数分布図
(b) は本発明の発明の実施の形態 5 における ASK 変調信号の周波数分布図

【図 63】本発明の発明の実施の形態 5 における受信機のブロック図

【図 64】本発明の発明の実施の形態 5 における映像信号送信機のブロック図

【図 65】本発明の発明の実施の形態 5 における TV 受信機全体のブロック図

【図 66】本発明の発明の実施の形態 5 における別の TV 受信機のブロック図

【図 67】本発明の発明の実施の形態 5 における衛星・地上 TV 受信機のブロック図

【図 68】本発明の発明の実施の形態 5 における 8 値 ASK 信号の信号点配置図

【図 69】本発明の発明の実施の形態 5 における画像エンコーダの別のブロック図

【図 70】本発明の発明の実施の形態 5 における分離回路 1 つの画像エンコーダのブロック図

【図 71】本発明の発明の実施の形態 5 における画像デコーダのブロック図

【図 72】本発明の発明の実施の形態 5 における合成器 1 つの画像デコーダのブロック図

【図 73】本発明による発明の実施の形態 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 4】(a) は本発明による発明の実施の形態 5 の画像デコーダのブロック図

(b) は本発明による発明の実施の形態 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 5】本発明による発明の実施の形態 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 6】本発明による発明の実施の形態 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 7】本発明による発明の実施の形態 5 の送信信号の時間配置図

【図 7 8】本発明による発明の実施の形態 5 の画像デコーダのブロック図

【図 7 9】本発明による発明の実施の形態 5 の 3 階層の送信信号の時間配置図

【図 8 0】本発明による発明の実施の形態 5 の画像デコーダのブロック図

【図 8 1】本発明による発明の実施の形態 5 の送信信号の時間配置図

【図 8 2】本発明による発明の実施の形態 5 の D 1 の画像デコーダのブロック図

【図 8 3】本発明による発明の実施の形態 5 の周波数変調信号の周波数-時間図

【図 8 4】本発明による発明の実施の形態 5 の磁気記録再生装置のブロック図

【図 8 5】本発明による発明の実施の形態 2 の C/N と階層番号の関係図

【図 8 6】本発明による発明の実施の形態 2 の伝送距離と C/N の関係図

【図 8 7】本発明による発明の実施の形態 2 の送信機のブロック図

【図 8 8】本発明による発明の実施の形態 2 の受信機のブロック図

【図 8 9】本発明による発明の実施の形態 2 の C/N-エラーレートの関係図

【図 9 0】本発明による発明の実施の形態 5 の 3 階層の受信妨害領域図

【図 9 1】本発明による発明の実施の形態 6 の 4 階層の受信妨害領域図

【図 9 2】本発明による発明の実施の形態 6 の階層伝送図

【図 9 3】本発明による発明の実施の形態 6 の分離回路のブロック図

【図 9 4】本発明による発明の実施の形態 6 の合成部のブロック図

【図 9 5】本発明による発明の実施の形態 6 の伝送階層構造図

【図 9 6】従来方式のデジタル TV 放送の受信状態図

【図 9 7】本発明による発明の実施の形態 6 のデジタル TV 階層放送の受信状態図

【図 9 8】本発明による発明の実施の形態 6 の伝送階層

構造図

【図 9 9】本発明による発明の実施の形態 3 の 16 S R Q A M のベクトル図

【図 1 0 0】本発明による発明の実施の形態 3 の 3 2 S R Q A M のベクトル図

【図 1 0 1】本発明による発明の実施の形態 3 の C/N-エラーレートの関係図

【図 1 0 2】本発明による発明の実施の形態 3 の C/N-エラーレートの関係図

10 【図 1 0 3】本発明による発明の実施の形態 3 のシフト量 n と伝送に必要な C/N の関係図

【図 1 0 4】本発明による発明の実施の形態 3 のシフト量 n と伝送に必要な C/N の関係図

【図 1 0 5】本発明による発明の実施の形態 3 の地上放送時の送信アンテナからの距離と信号レベルとの関係図

【図 1 0 6】本発明による発明の実施の形態 3 の 3 2 S R Q A M のサービスエリア図

【図 1 0 7】本発明による発明の実施の形態 3 の 3 2 S R Q A M のサービスエリア図

20 【図 1 0 8】(a) 従来の TV 信号の周波数分布図

(b) 従来の二階層の TV 信号の周波数分布図

(c) 本発明の発明の実施の形態 3 のスレシホールド値を現す図

(d) 発明の実施の形態 9 の 2 階層の OFDM のキャリア群の周波数分布図

(e) 発明の実施の形態 9 の 3 改装の OFDM の 3 つのスレシホールド値を示す図

【図 1 0 9】本発明による発明の実施の形態 3 の TV 信号時間配置図

30 【図 1 1 0】本発明による発明の実施の形態 3 の C-C D M の原理図

【図 1 1 1】本発明による発明の実施の形態 3 の符号割り当て図

【図 1 1 2】本発明による発明の実施の形態 3 の 3 6 Q A M を拡張した場合の符号割り当て図

【図 1 1 3】本発明による発明の実施の形態 5 の変調信号周波数配置図

【図 1 1 4】本発明による発明の実施の形態 5 の磁気記録再生装置のブロック図

40 【図 1 1 5】本発明による発明の実施の形態 7 の携帯電話の送受信機のブロック図

【図 1 1 6】本発明による発明の実施の形態 7 の基地局のブロック図

【図 1 1 7】従来方式の通信容量とトラフィックの分布図

【図 1 1 8】本発明による発明の実施の形態 7 の通信容量とトラフィックの分布図

【図 1 1 9】(a) 従来方式のタイムスロット配置図

(b) 本発明による発明の実施の形態 7 のタイムスロット配置図

【図120】(a) 従来方式のTDMA方式タイムスロット配置図

(b) 本発明による発明の実施の形態7のTDMA方式タイムスロット配置図

【図121】本発明による発明の実施の形態7の1階層の送受信機のブロック図

【図122】本発明による発明の実施の形態7の2階層の送受信機のブロック図

【図123】本発明による発明の実施の形態8のOFDM方式送受信機のブロック図

【図124】本発明による発明の実施の形態8のOFDM方式の動作原理図

【図125】(a) 従来方式の変調信号の周波数配置図
(b) 本発明による発明の実施の形態8の変調信号の周波数配置図

【図126】(a) 発明の実施の形態9におけるOFDMのWeightingしない状態を示す図

(b) 発明の実施の形態9における送信電力によりWeightingした2階層のOFDMの2つのサブチャンネルを示す図

(c) 発明の実施の形態9におけるキャリア間隔を二倍にWeightingしたOFDMの周波数分布図

(e) 発明の実施の形態9におけるWeightingしないキャリア間隔のOFDMの周波数分布図

【図127】本発明による発明の実施の形態9の送受信機のブロック図

【図128】発明の実施の形態5のトレリスエンコーダーのブロック図

【図129】発明の実施の形態9の実効シンボル期間とガード期間の時間配置図

【図130】従来例と発明の実施の形態9のC/N対エラーレートの関係図

【図131】発明の実施の形態5の磁気記録再生装置のブロック図

【図132】発明の実施の形態5の磁気テープ上のトラックの記録フォーマットとヘッドの走行図

【図133】発明の実施の形態3の送受信機のブロック図

【図134】従来例の放送方式の周波数配置図

【図135】発明の実施の形態3の3層の階層型伝送方式を用いた場合のサービスエリアと画質の関係図

【図136】発明の実施の形態3の階層型伝送方式とFDMを組み合わせた場合の周波数配置図

【図137】発明の実施の形態3におけるトレリス符号化を用いた場合の送受信機のブロック図

【図138】発明の実施の形態9における1部の低域信号をOFDMで伝送する場合の送受信機のブロック図

【図139】発明の実施の形態1における8-PSKの信号点配置図

【図140】発明の実施の形態1における16-PSK

APSKの信号点配置図

【図141】発明の実施の形態1における8-PSKの信号点配置図

【図142】発明の実施の形態1における16-PSK(PS型)の信号点配置図

【図143】発明の実施の形態1における衛星アンテナの半径と伝送容量との関係図

【図144】発明の実施の形態9におけるWeighted OFDM送受信機のブロック図

10 【図145】(a) 発明の実施の形態9におけるマルチパスの短い場合のガード時間、シンボル時間階層型OFDMの波形図

(b) 発明の実施の形態9におけるマルチパスの長い場合のガード時間、シンボル時間階層型OFDMの波形図

【図146】(a) 発明の実施の形態9におけるガード時間、シンボル時間階層型OFDMの原理図

【図147】発明の実施の形態9における電力重み付けによる2階層伝送方式のサブチャンネル配置図

20 【図148】発明の実施の形態9におけるD/V化とマルチパス遅延時間とガード時間の関係図

【図149】(a) 発明の実施の形態9における、各階層のタイムスロット図

(b) 発明の実施の形態9における、各階層のガード時間の時間分布図

(c) 発明の実施の形態9における、各階層のガード時間の時間分布図

【図150】発明の実施の形態9のマルチパス遅延時間と伝送レート図の関係図におけるマルチパスに対する3階層の階層型放送方式の説明図

30 【図151】発明の実施の形態9のGTW-OFDMとC-CDM(又はCSW-OFDM)を組み合わせた場合の、遅延時間とCN値の関係図における2次元マトリクス構造の階層型放送方式の説明図

【図152】発明の実施の形態9のGTW-OFDMとC-CDM(又はCSW-OFDM)を組み合わせた場合の、各タイムスロットにおける3階層のTV信号の時間配置図

【図153】発明の実施の形態9のGTW-OFDMとC-CDM(又はCSW-OFDM)を組み合わせた場合の、マルチパス信号遅延時間とCN値と伝送レートとの関係図における3次元マトリクス構造の階層型放送方式の説明図

【符号の説明】

1 送信機

4 変調器

6 アンテナ

6a 地上アンテナ

10 衛星

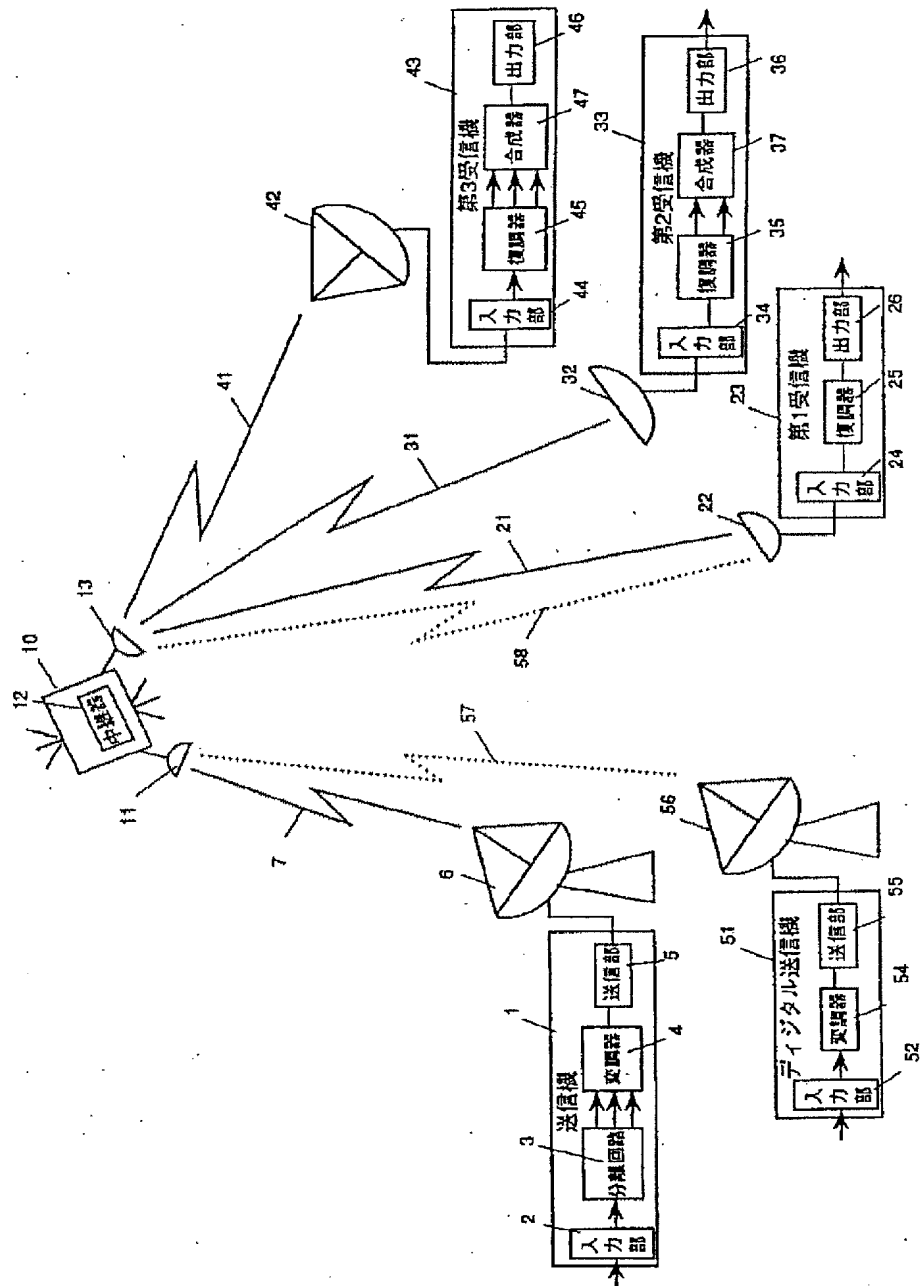
12 中継器

50 23 第1受信機

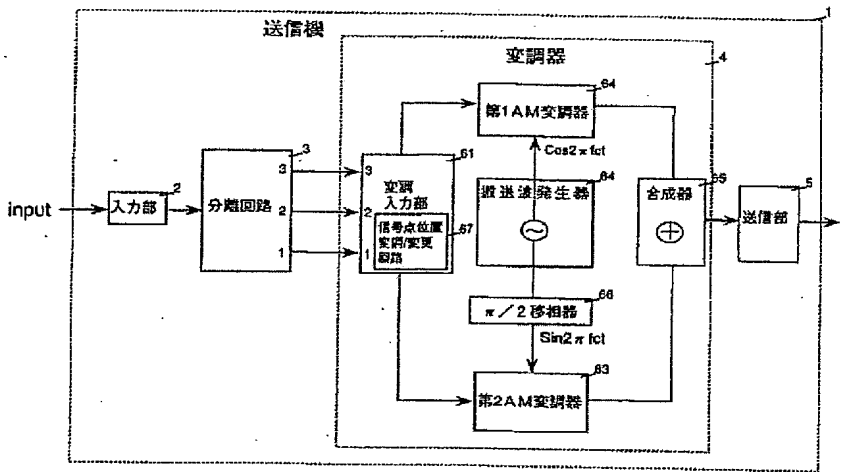
- 25 復調器
- 33 第2受信機
- 35 復調器
- 43 第3受信機
- 51 デジタル送信機

- 85 信号点
- 91 第1分割信号点群
- 401 第1画像エンコーダー
- 703 SRQAMの受信可能地域

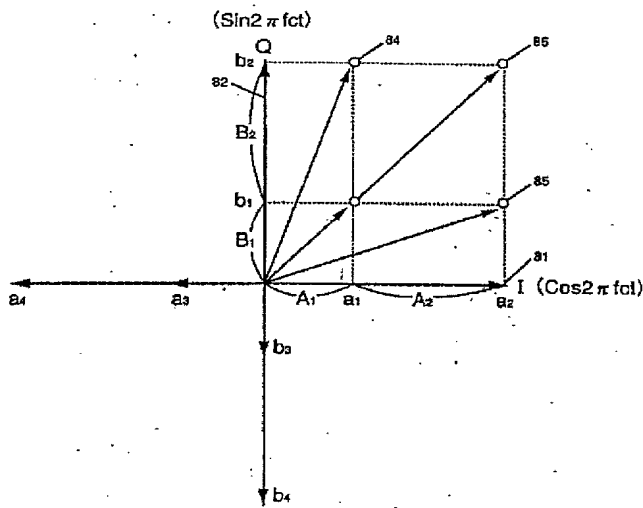
【図1】



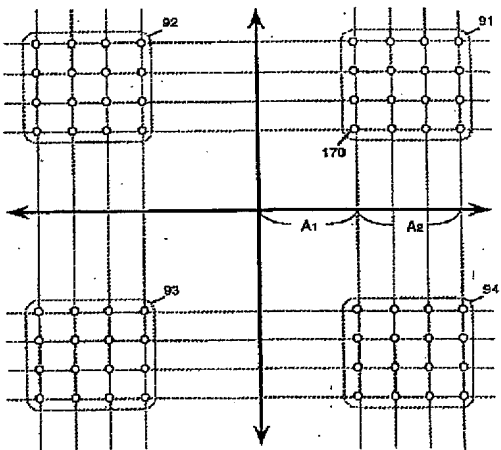
【図2】



【図3】



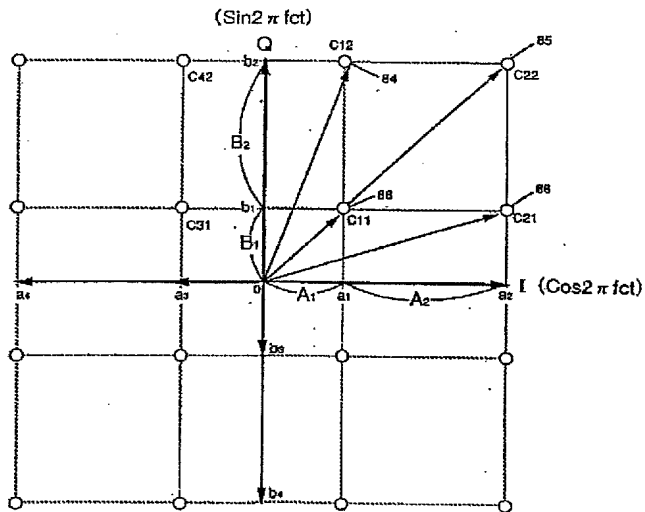
【図12】



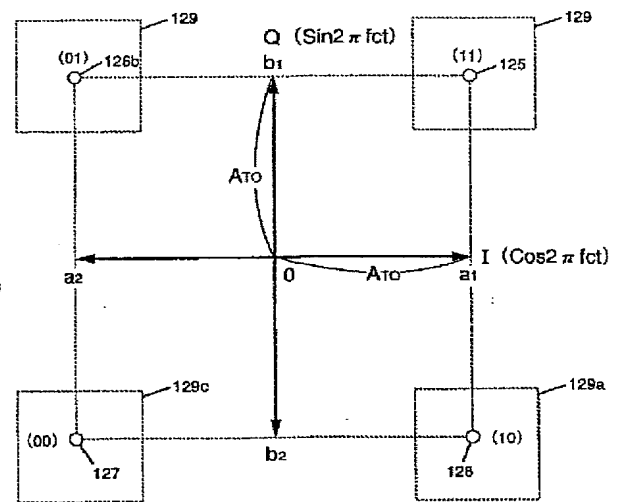
【図75】

D ₂	821	821a		821b		821c	
		H _L V _H (1)	H _L V _H (2)	H _H V _L (1)	H _H V _L (2)	H _H V _H (1)	H _H V _H (2)
D ₁	822	822a		822b		822c	
		H _L V _L (1)	H _L V _L (2)	H _H V _L (1)	H _H V _L (2)	H _H V _H (1)	H _H V _H (2)

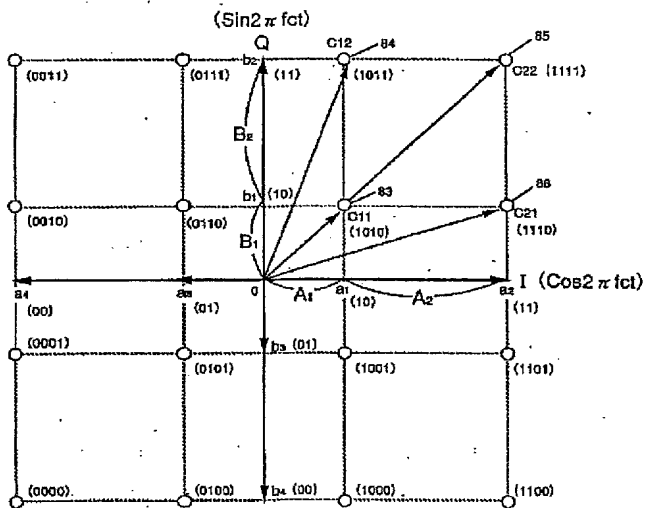
【図4】



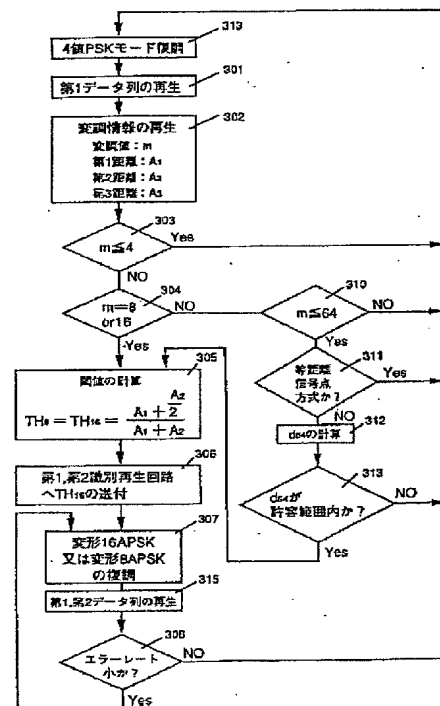
【図18】



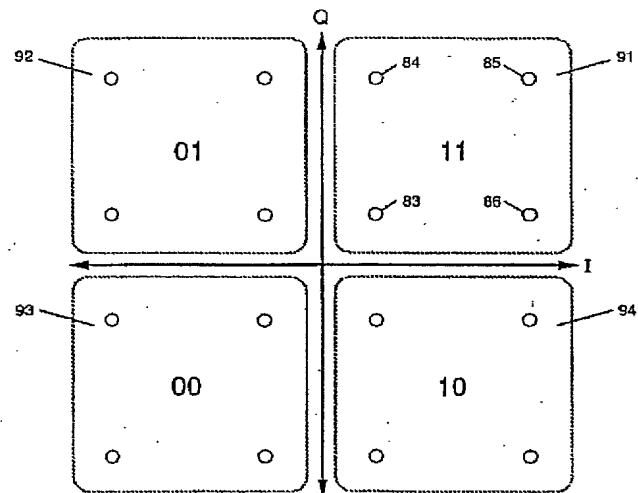
【図5】



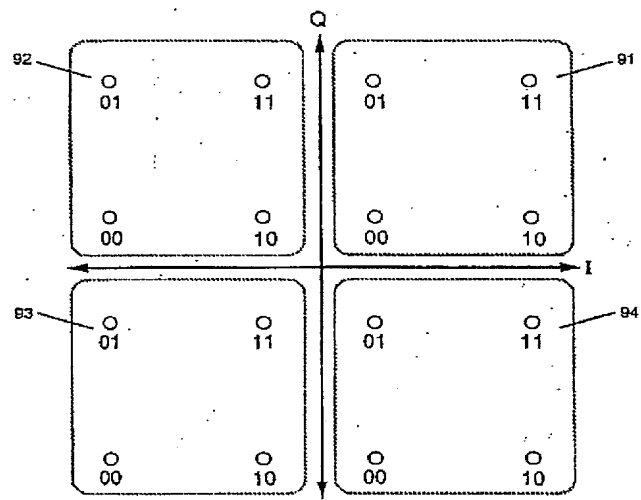
【図24】



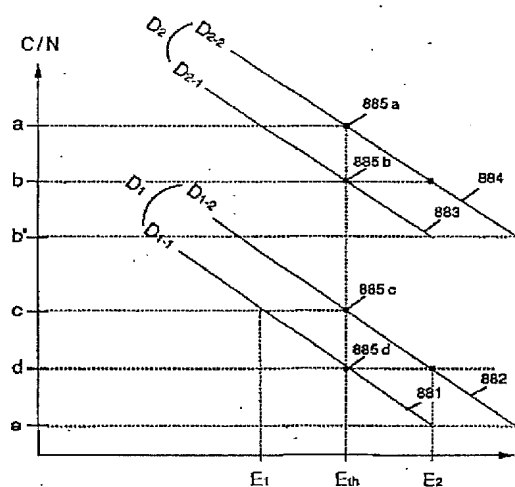
【図6】



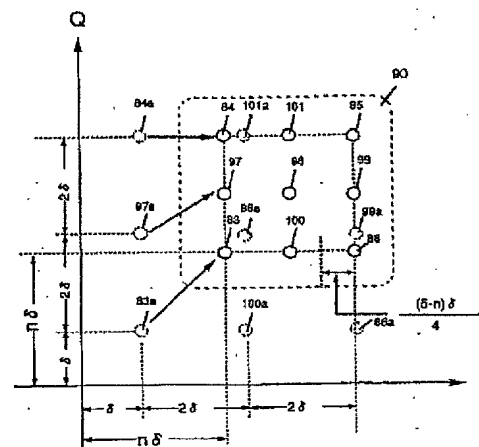
【図7】



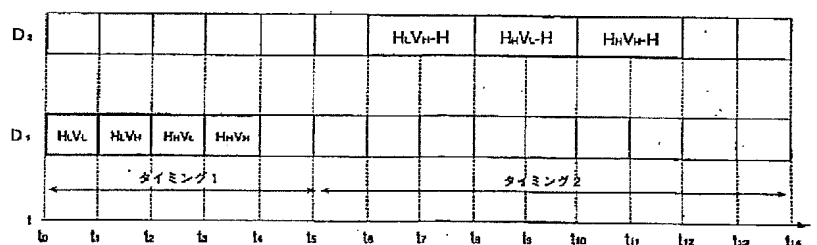
【图 8 9】



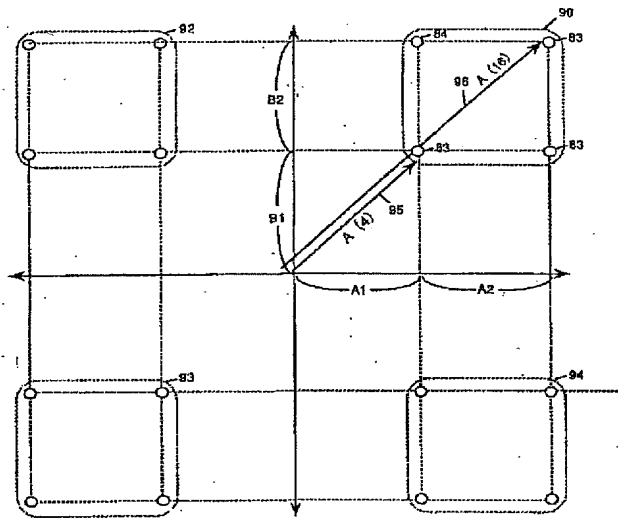
【図 100】



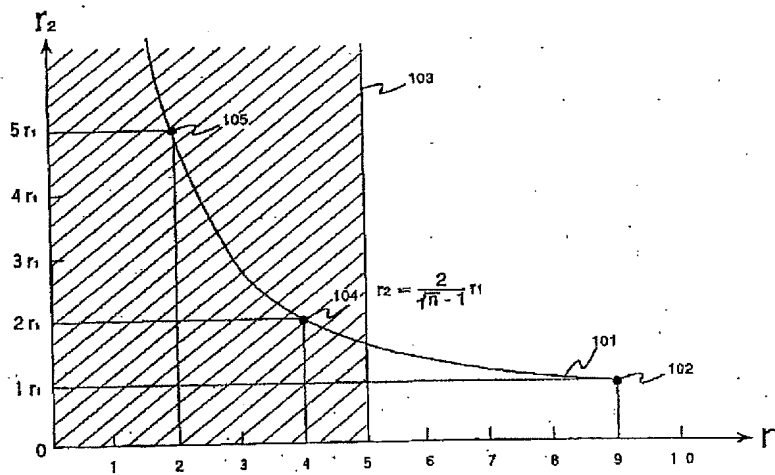
【图 7 3】



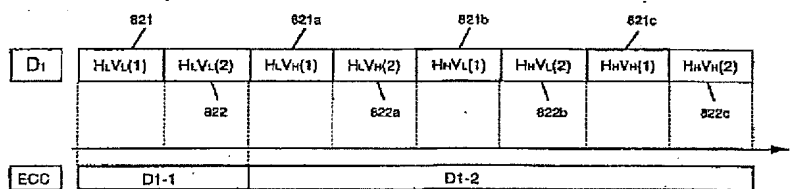
【図10】



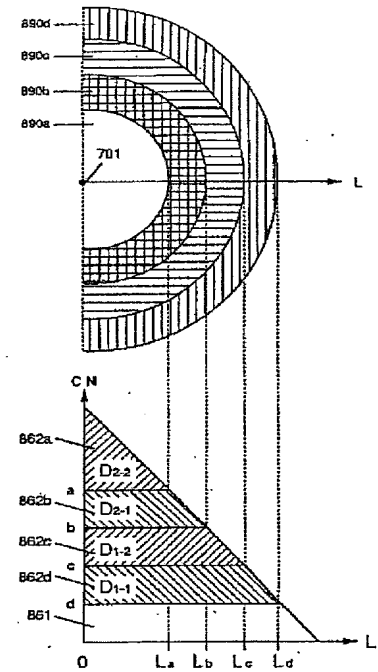
【図11】



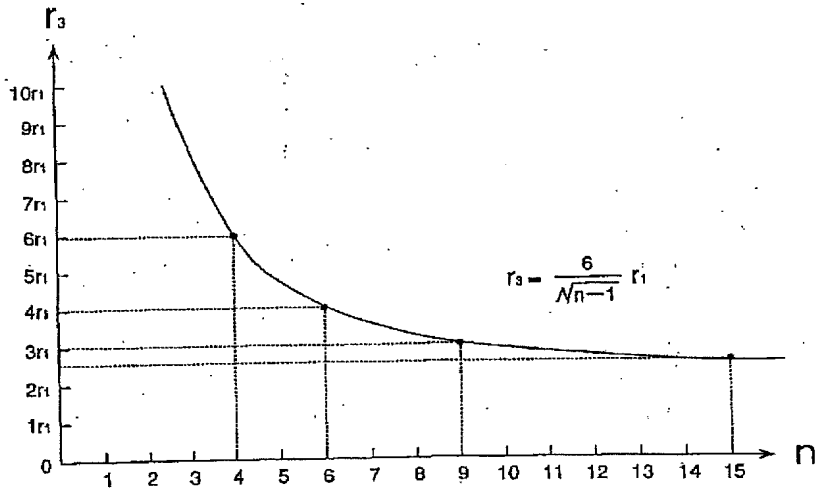
【図76】



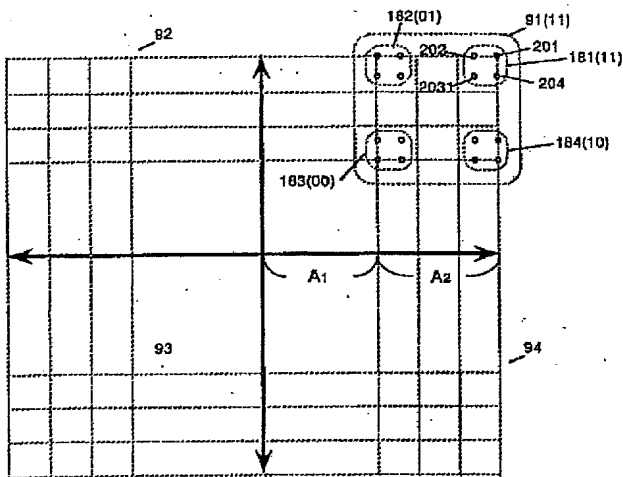
【図92】



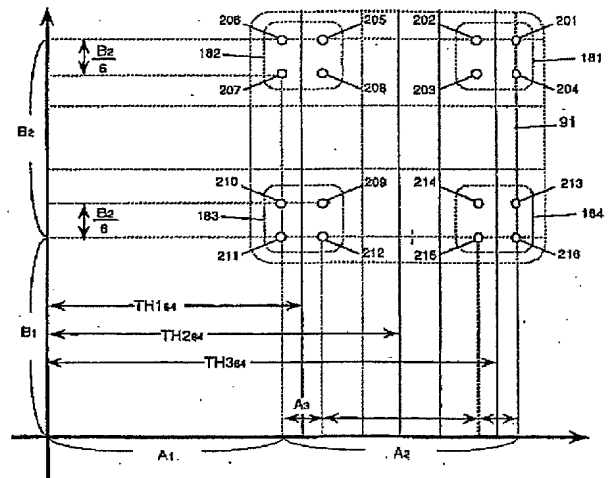
【図13】



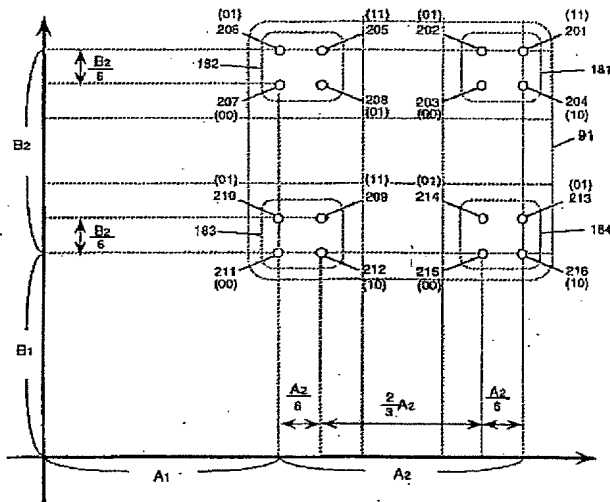
【図14】



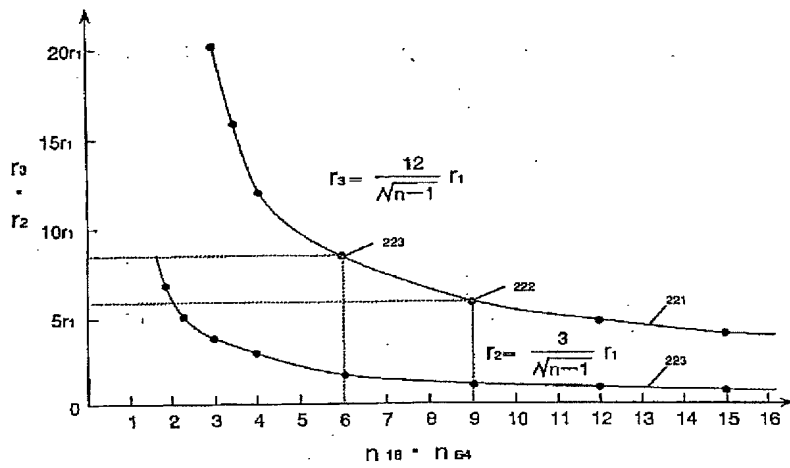
【図27】



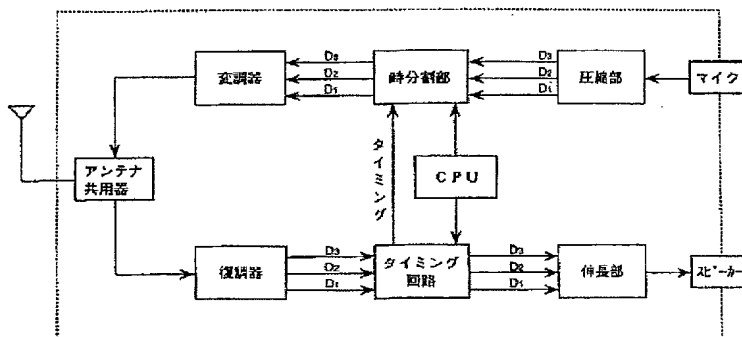
【図15】



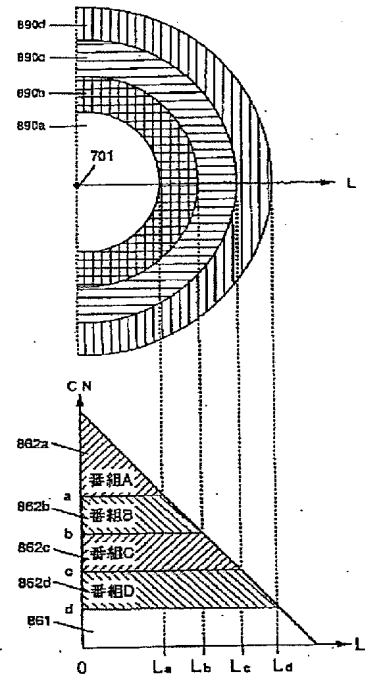
【図16】



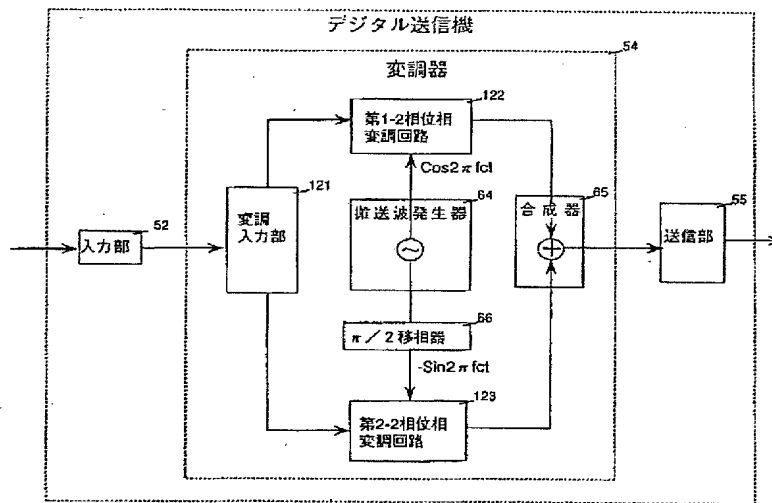
【図115】



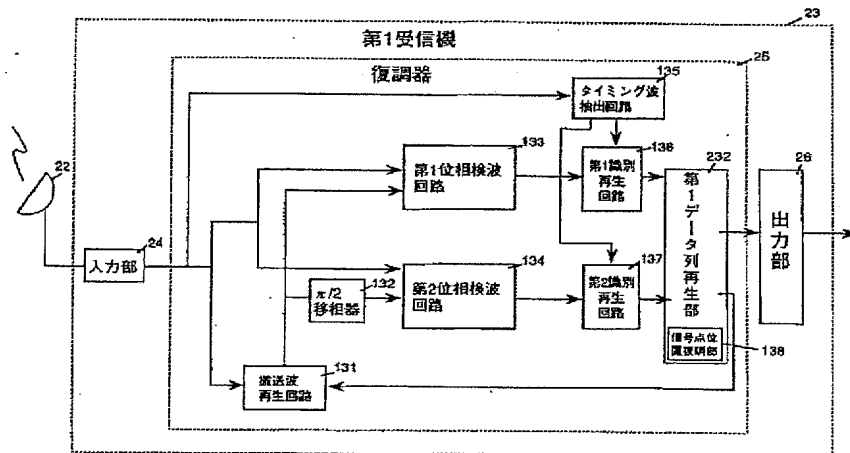
【図98】



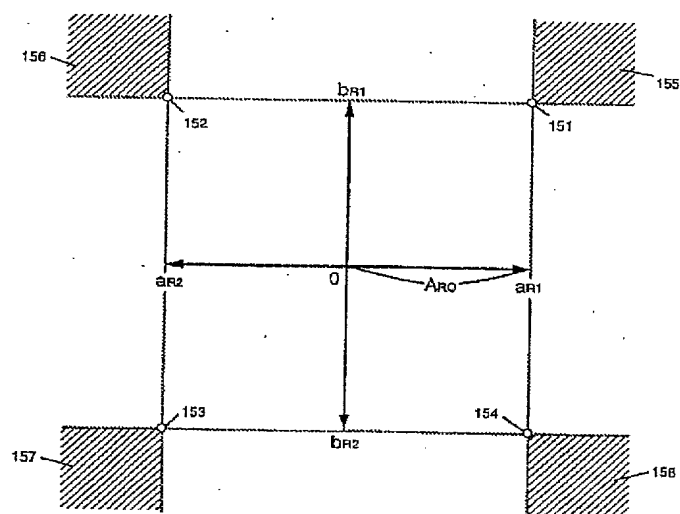
【図17】



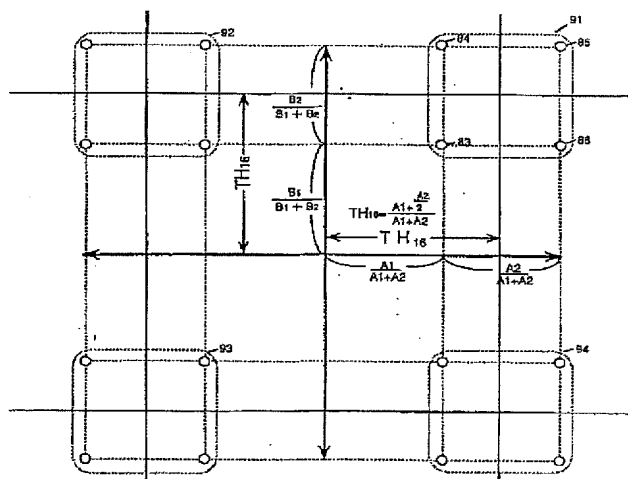
【図19】



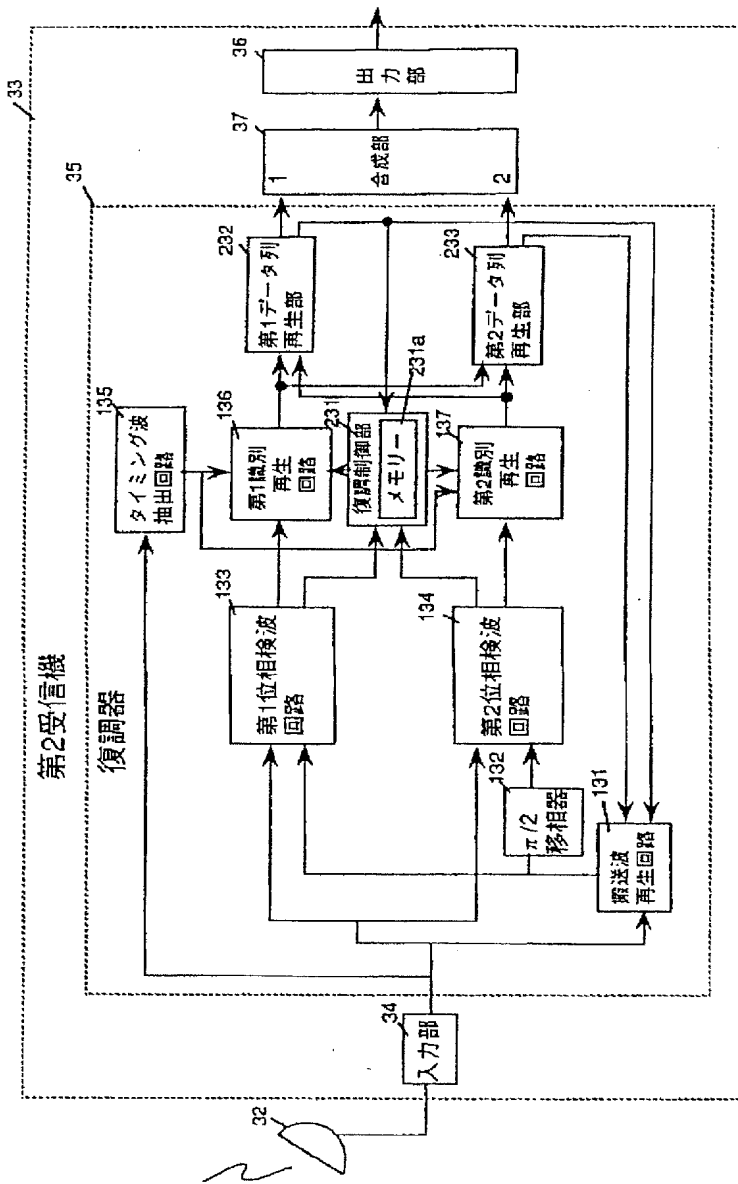
【図20】



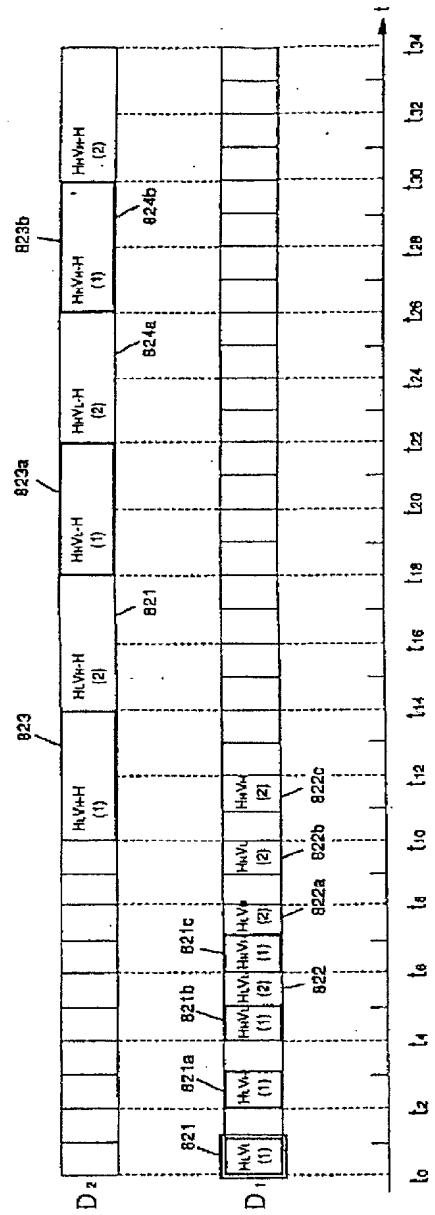
【図22】



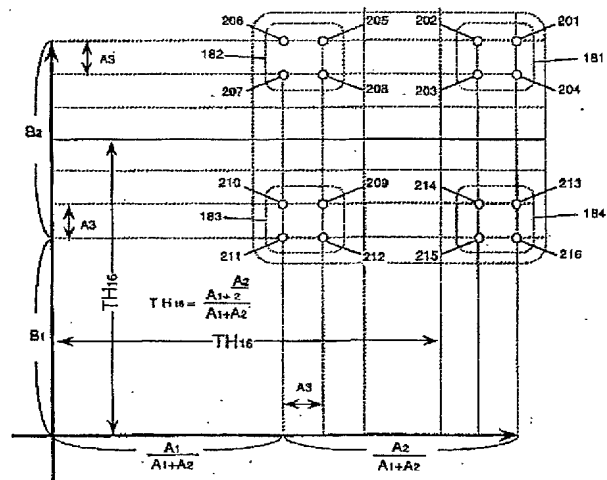
【図21】



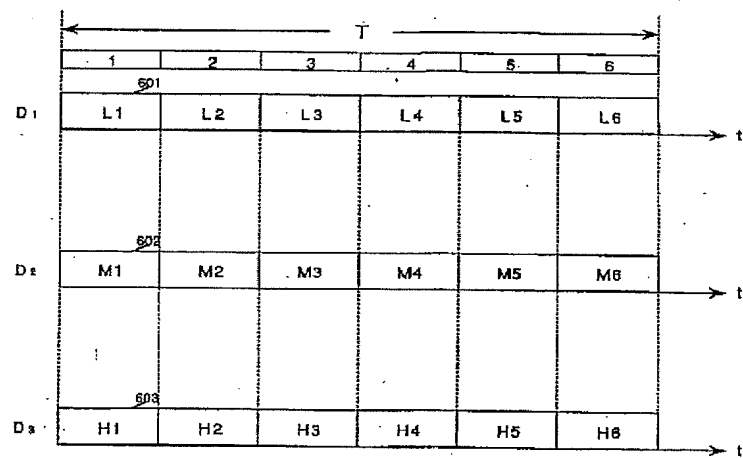
【図77】



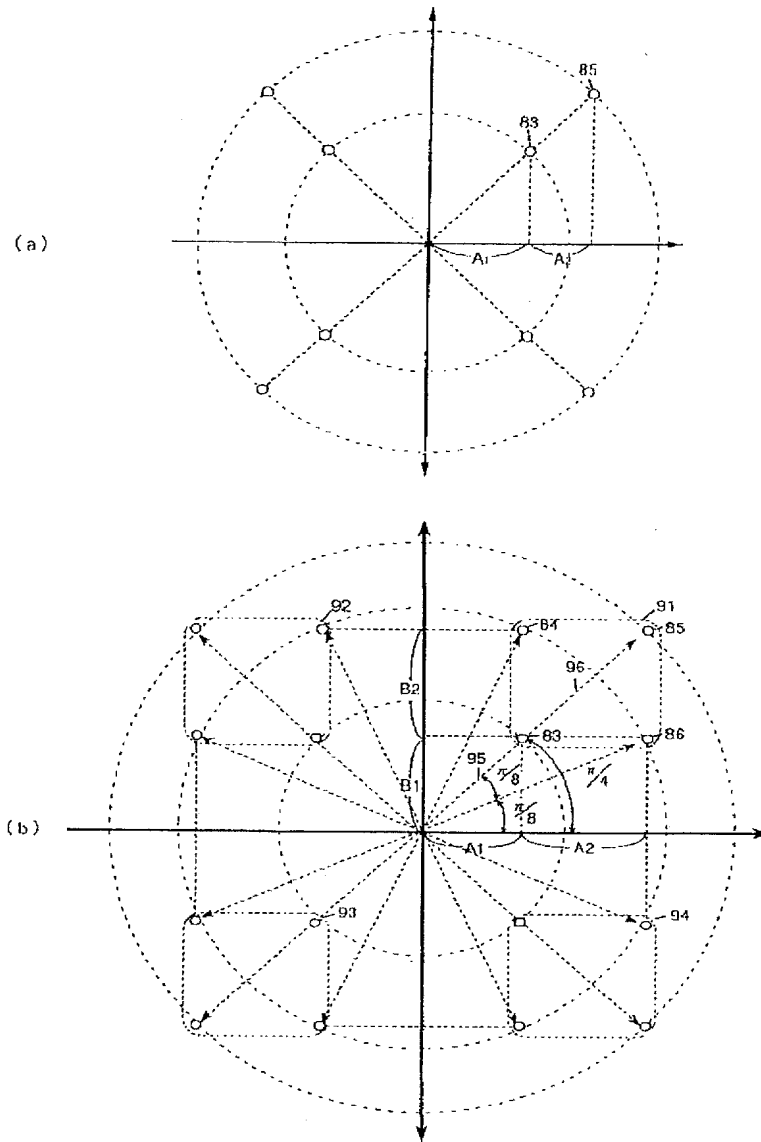
【図23】



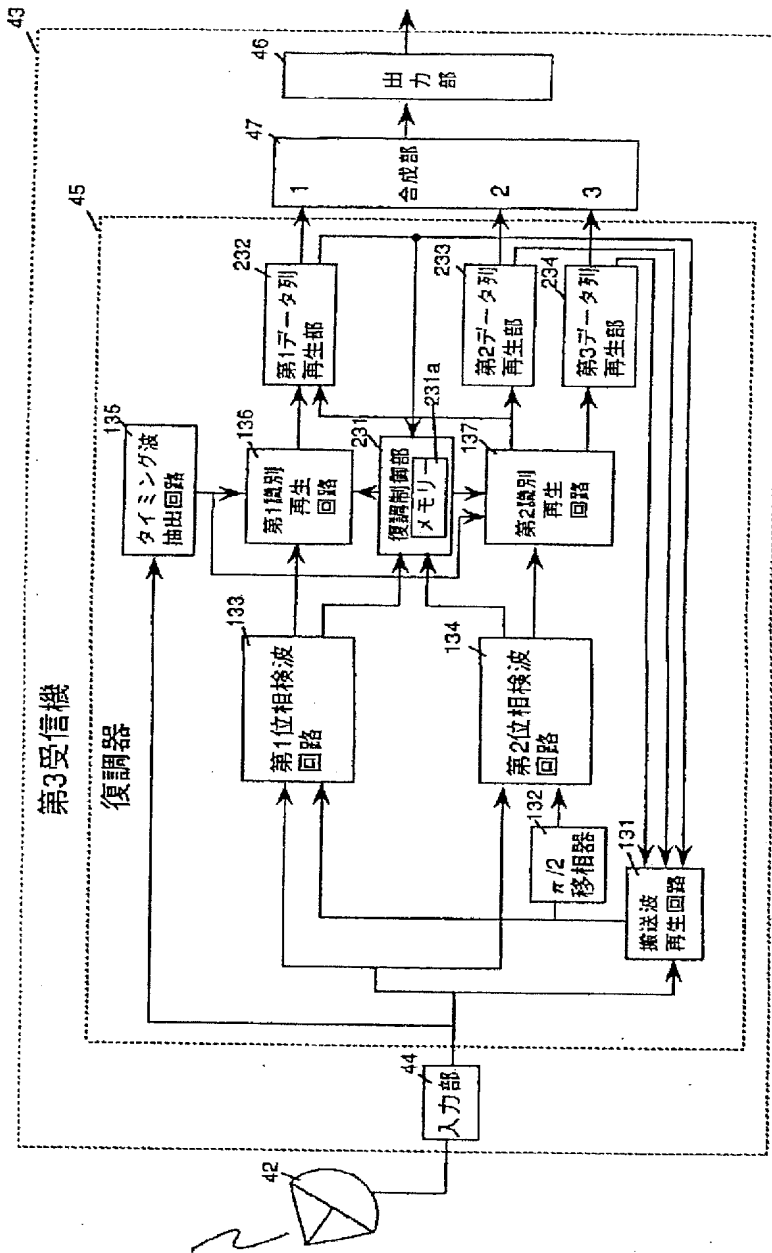
【図34】



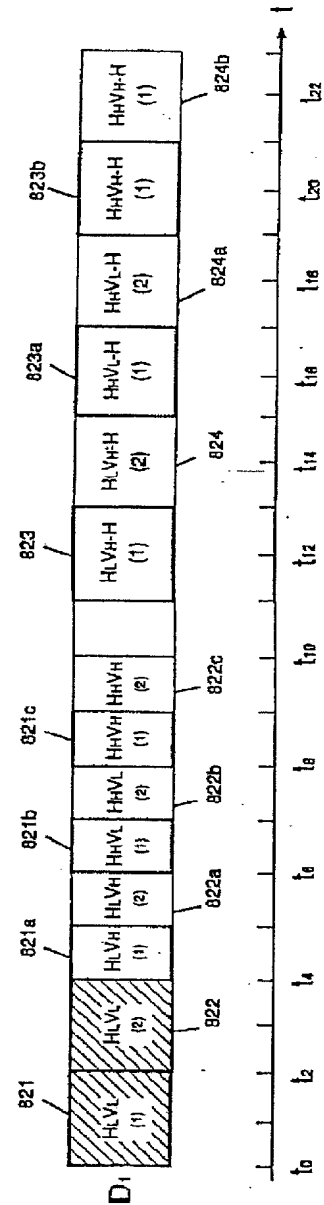
【図25】



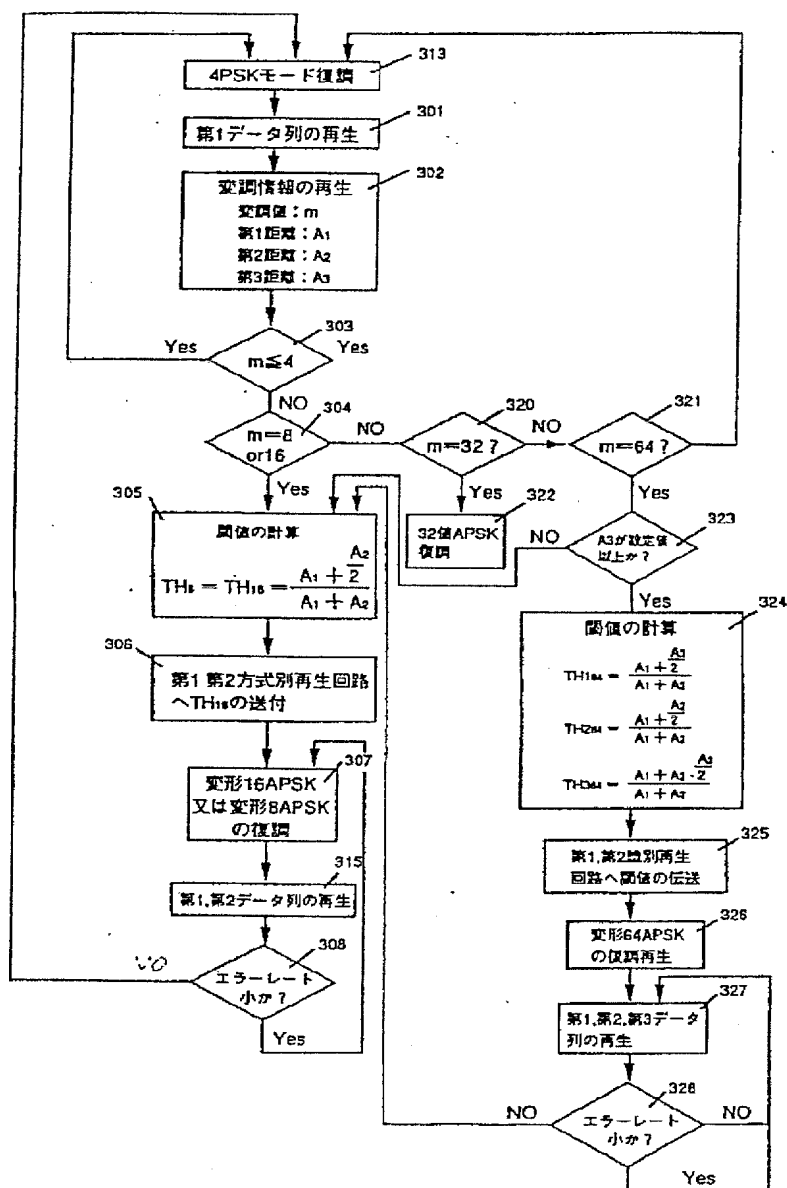
【図26】



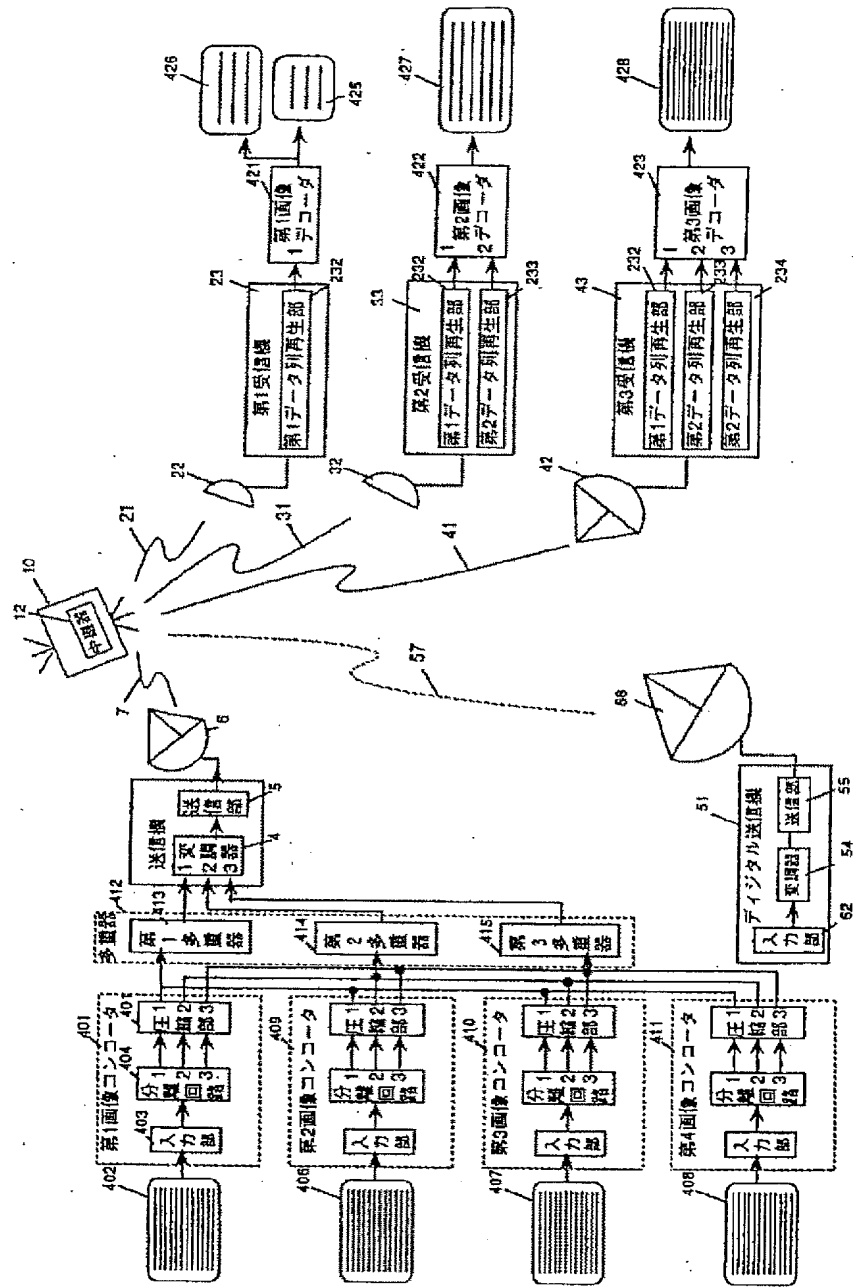
【図81】



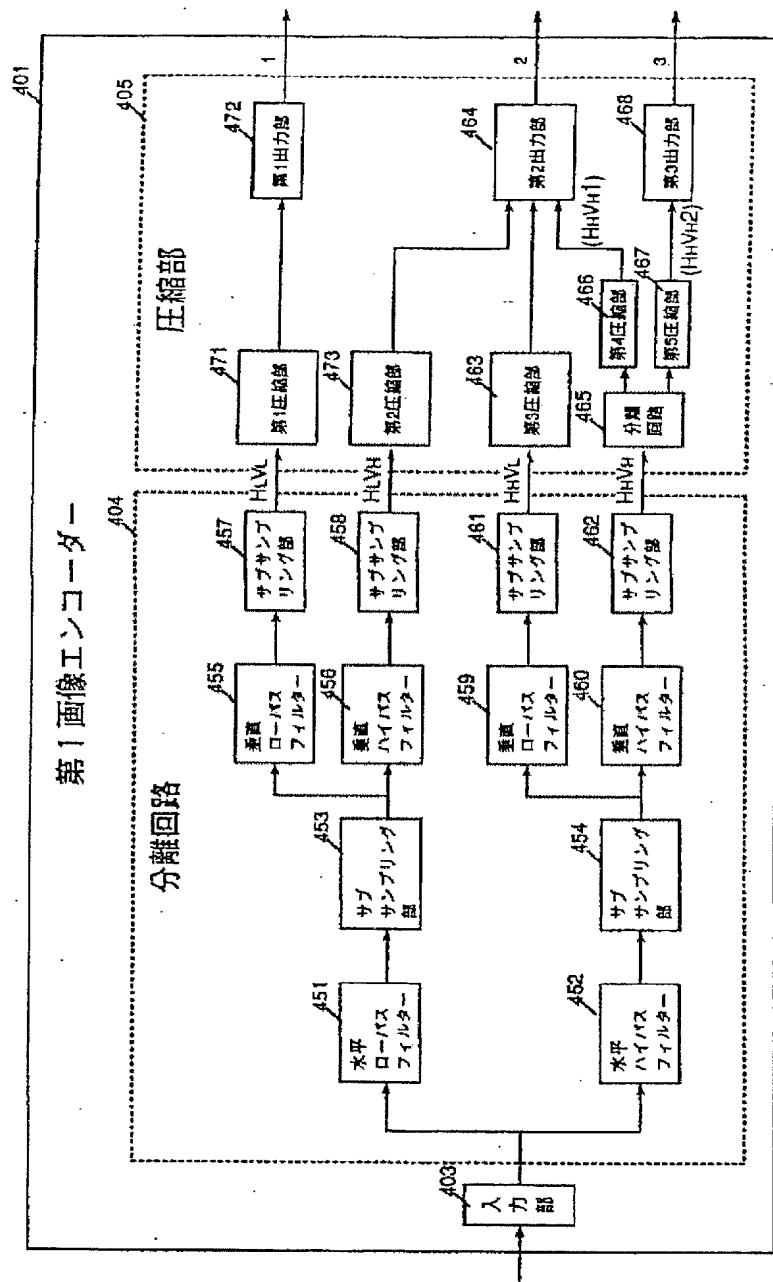
【図28】



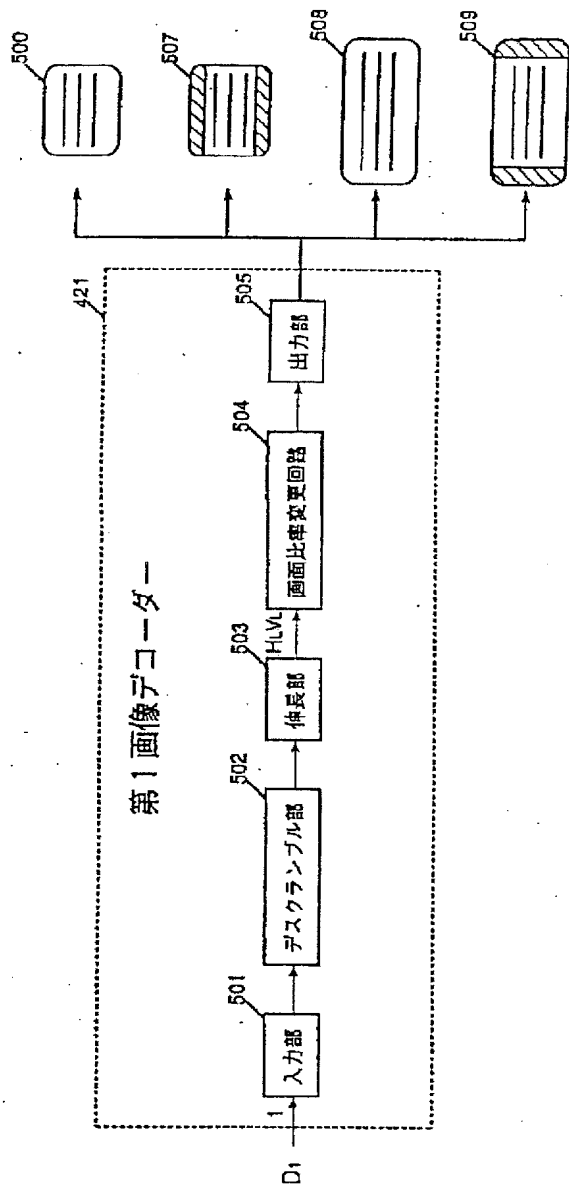
【図29】



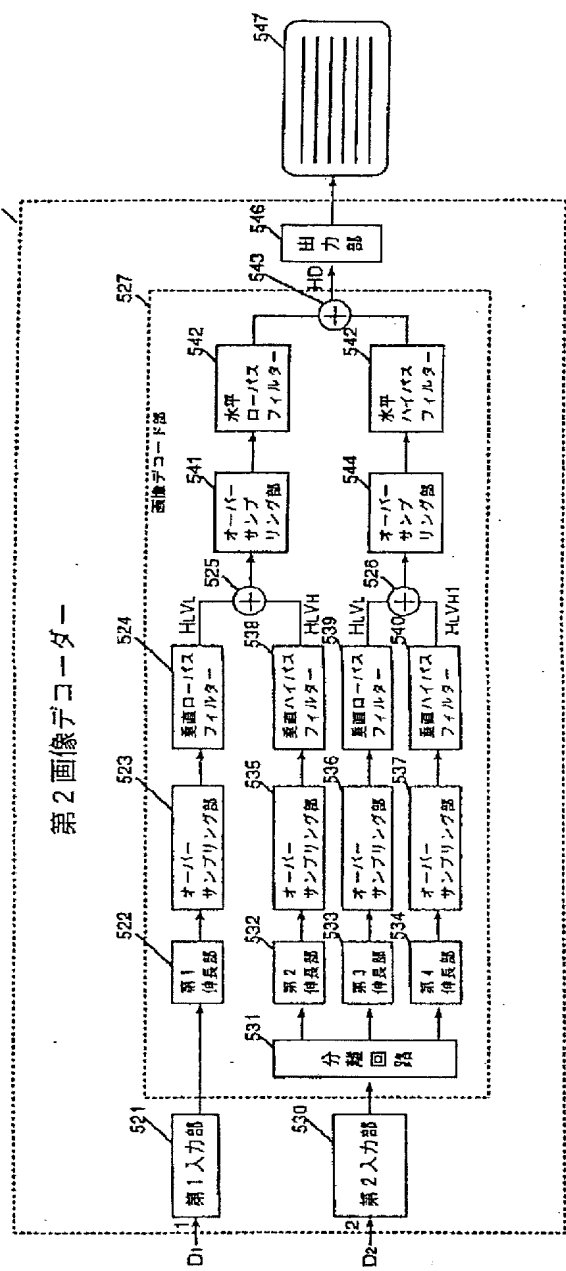
【図30】



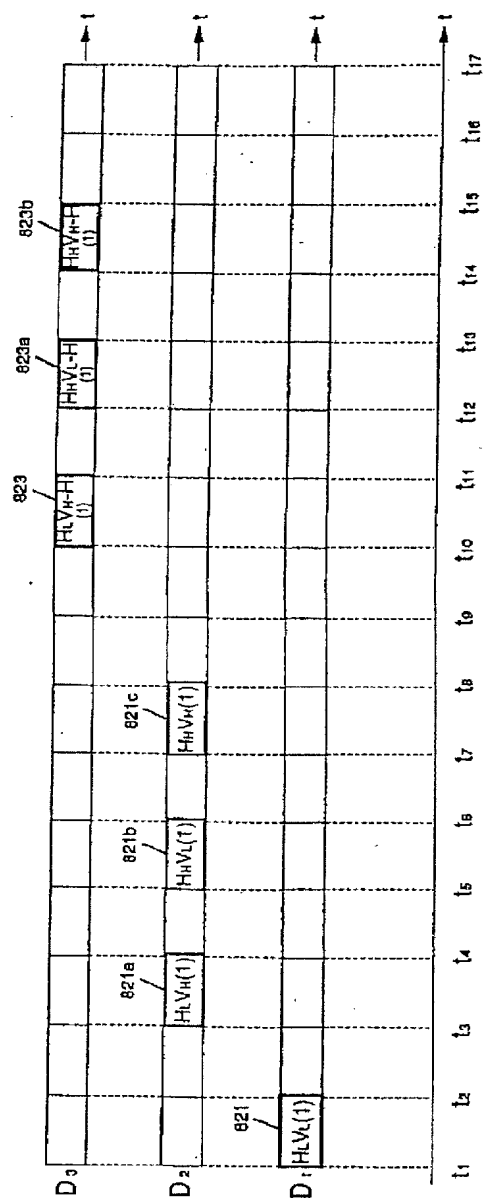
【図31】



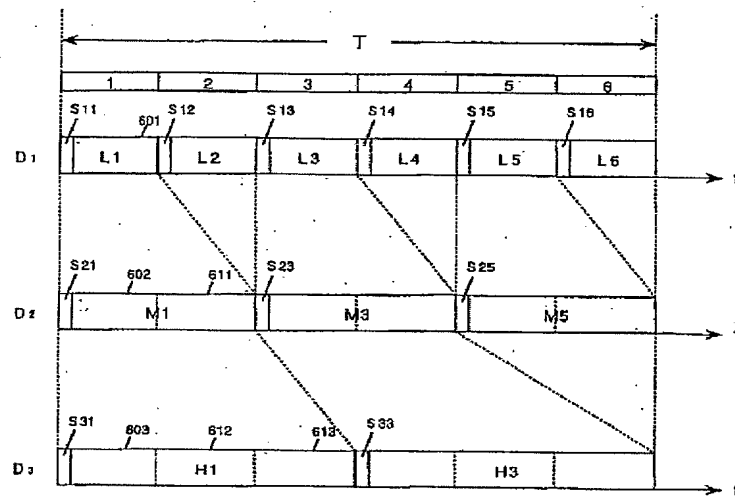
【図32】



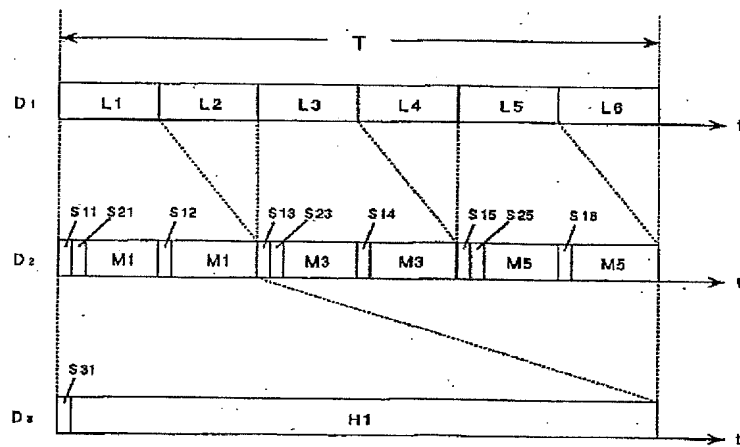
【图 7 9】



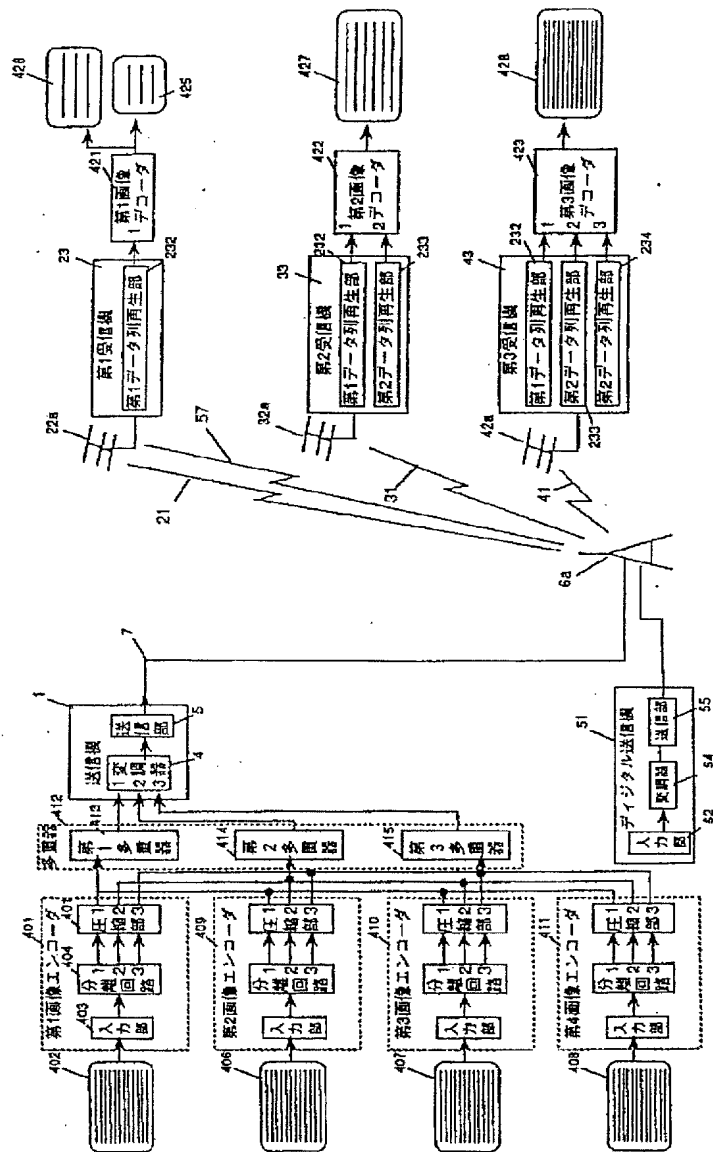
【図35】



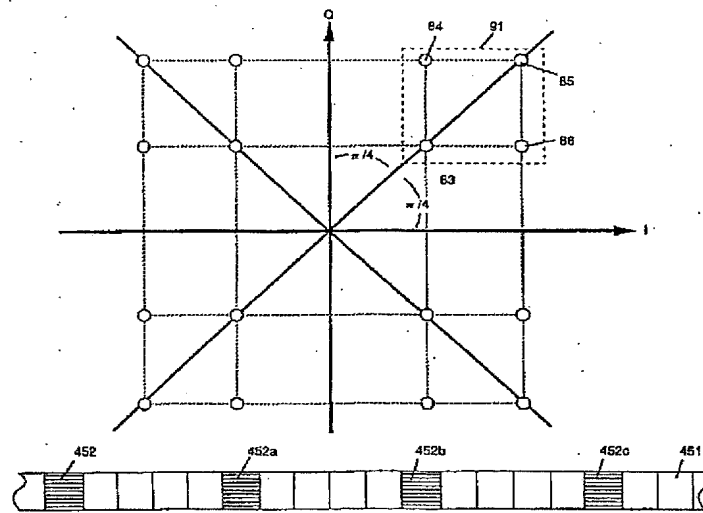
【図36】



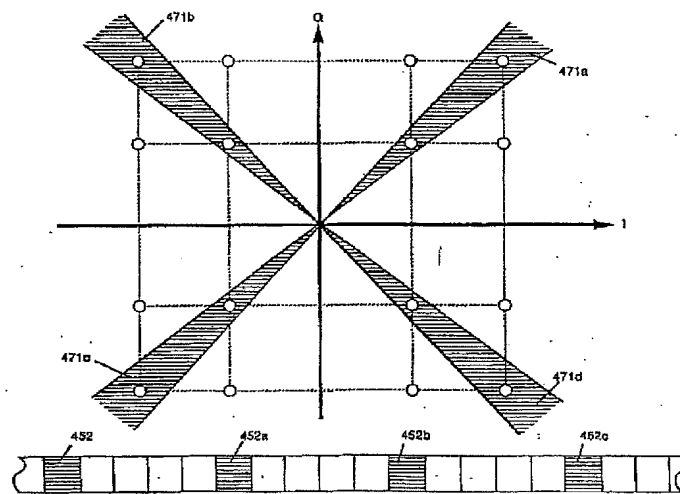
【図37】



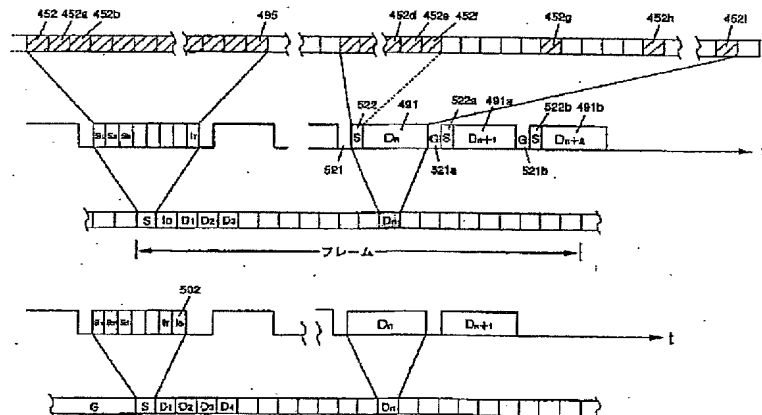
【図38】



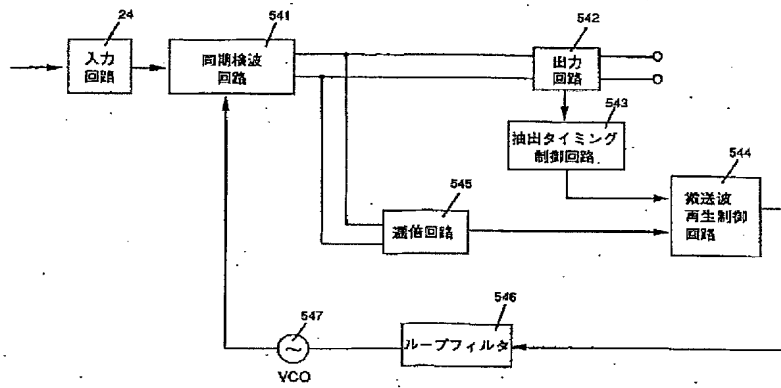
【図39】



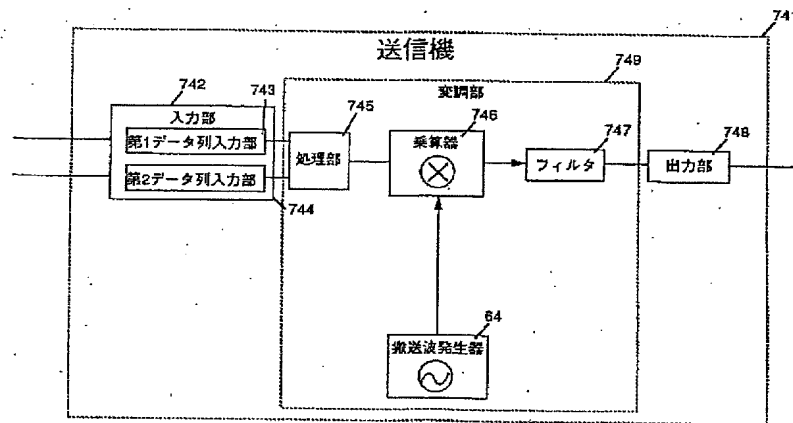
【図42】



【図43】



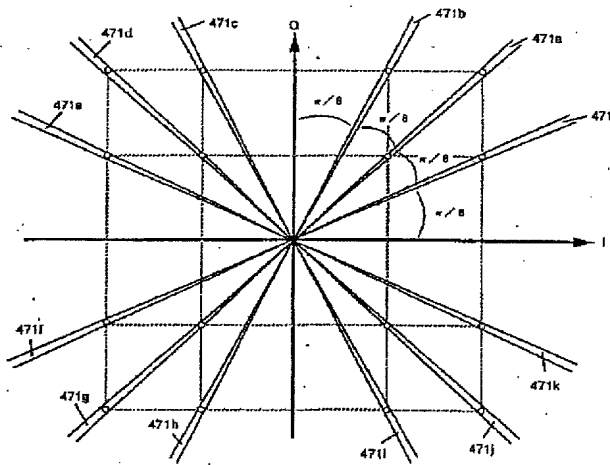
【図61】



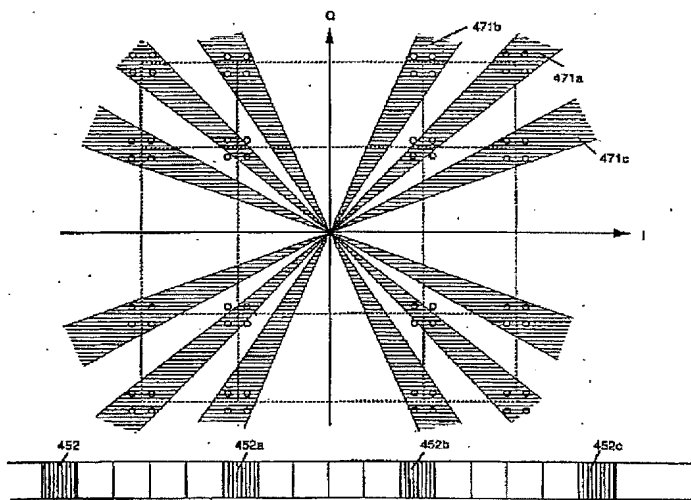
The timing diagram consists of six horizontal axes labeled 561 through 566, each with a vertical axis for signal level and a horizontal axis for time t .
 - Waveform 561: A square wave with four pulses.
 - Waveform 562: A complex digital signal with multiple transitions.
 - Waveform 563: A square wave with a single pulse.
 - Waveform 564: A sequence of pulses. The first, third, fifth, and seventh pulses are shaded with diagonal lines. They are labeled 452, 452a, 452b, and 452c respectively.
 - Waveform 565: A square wave with a single pulse.
 - Waveform 566: A square wave with a single pulse.

[illegible]

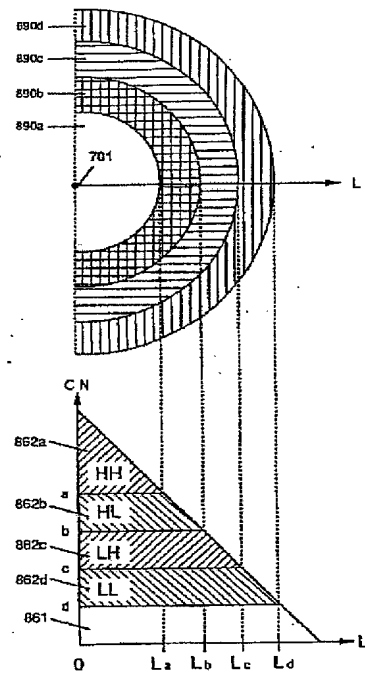
【図46】



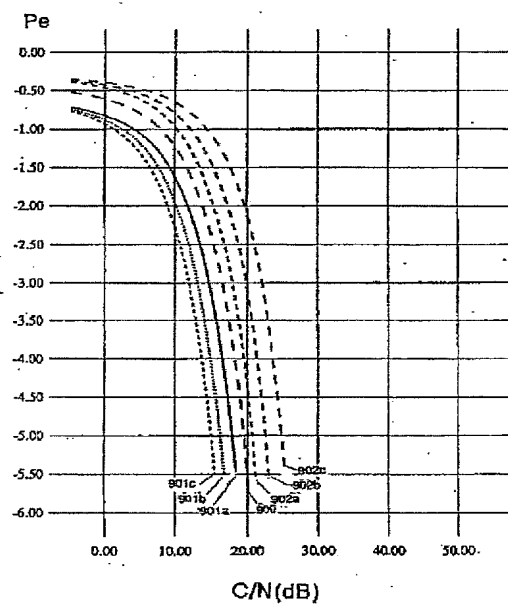
【図47】



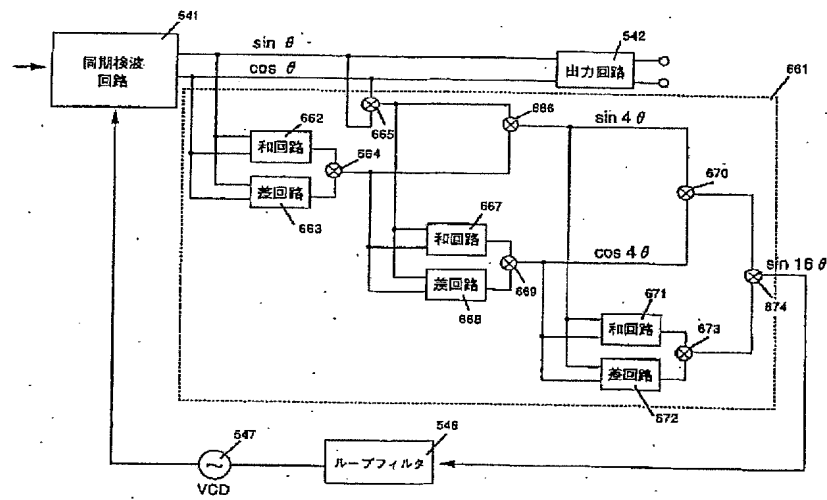
【図95】



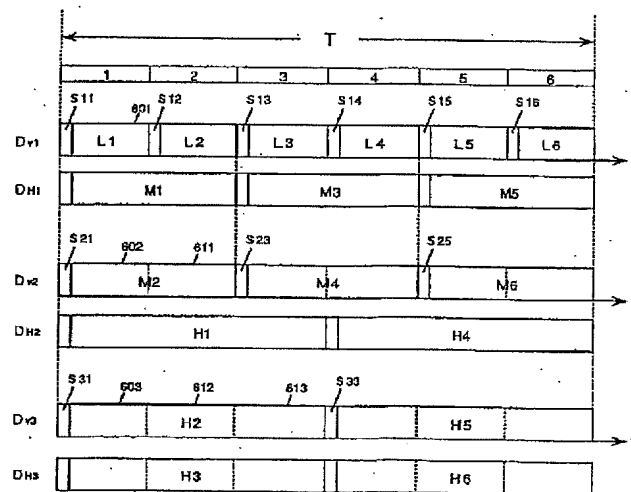
【図102】



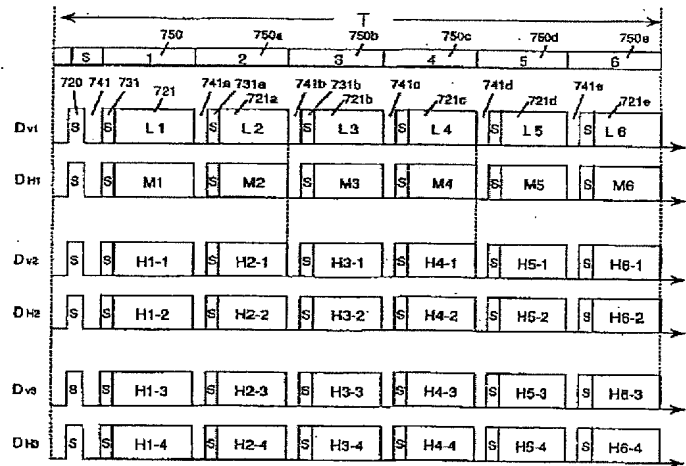
【図48】



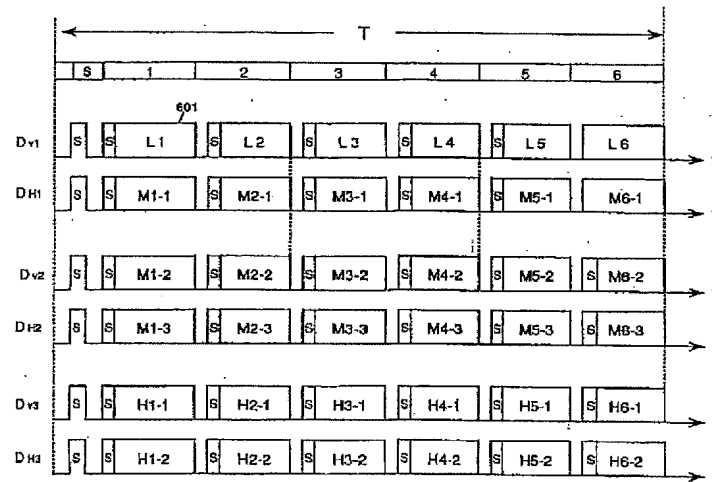
【図49】



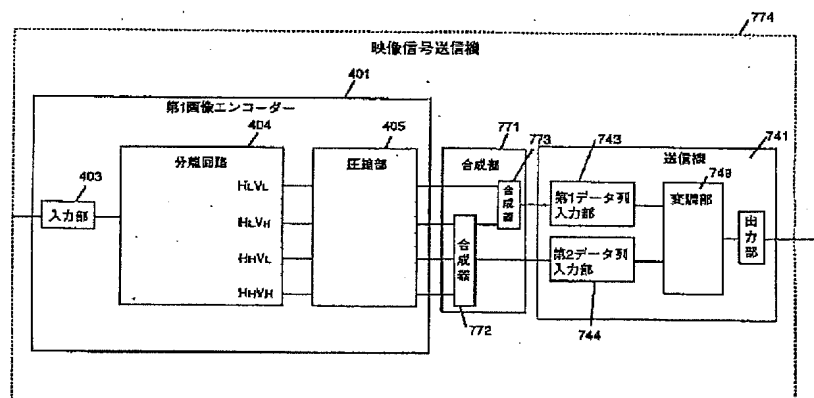
【図50】



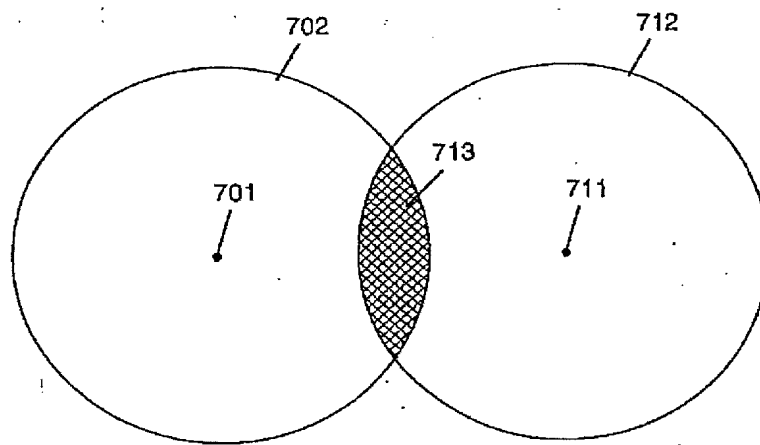
【図51】



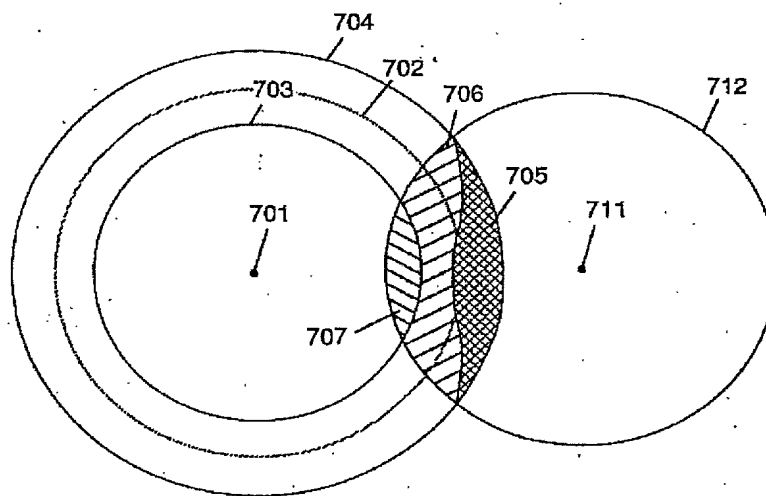
【図64】



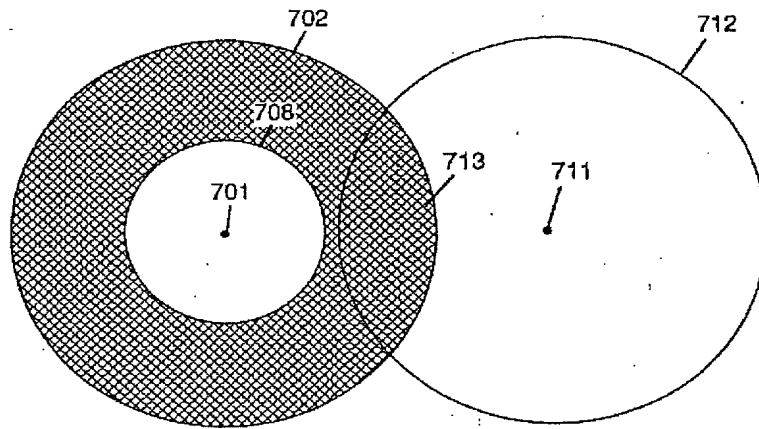
【図52】



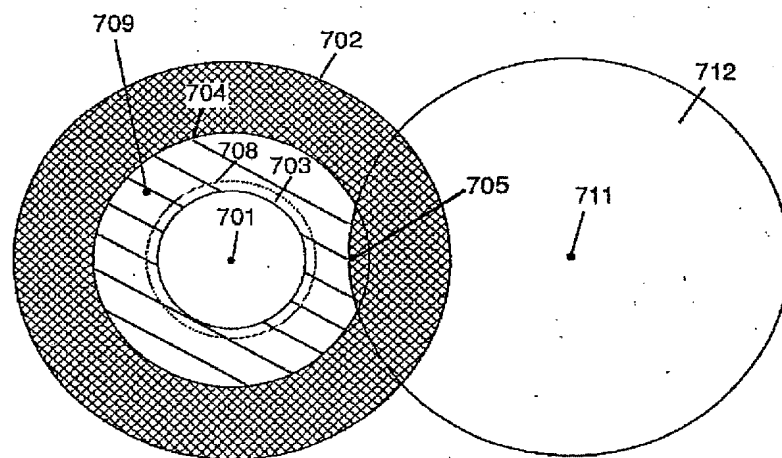
【図53】



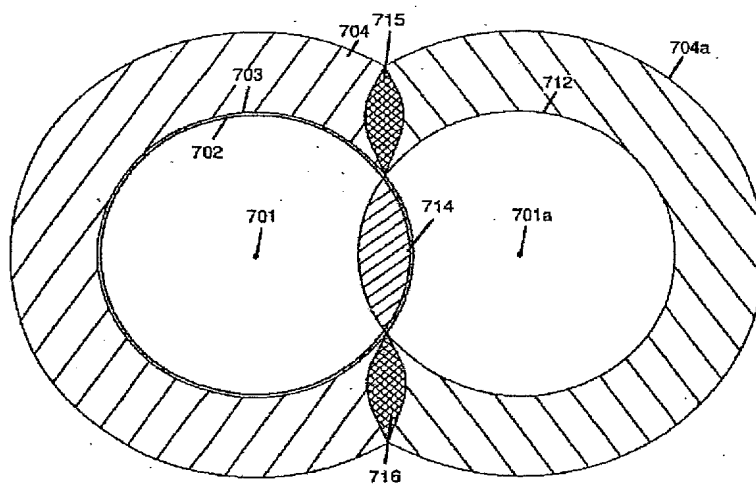
【図54】



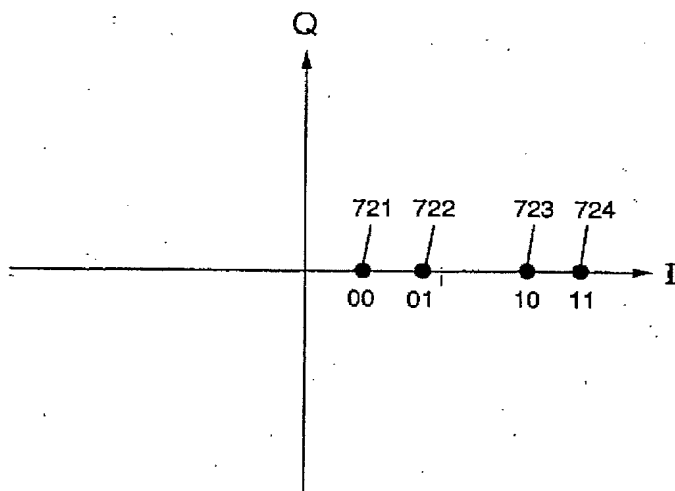
【図55】



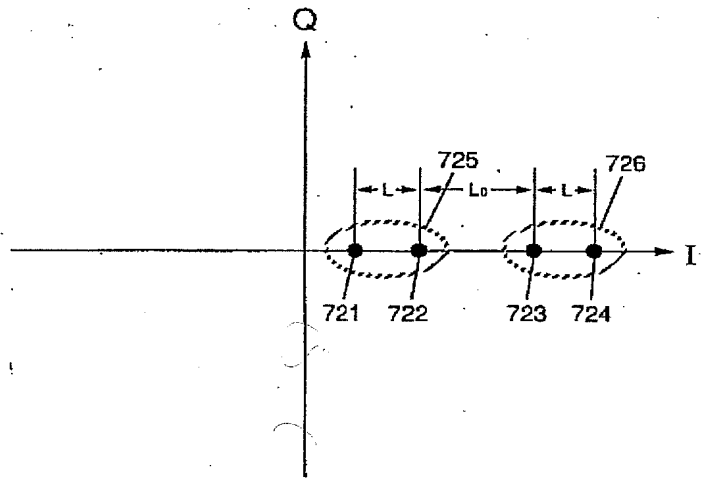
【図56】



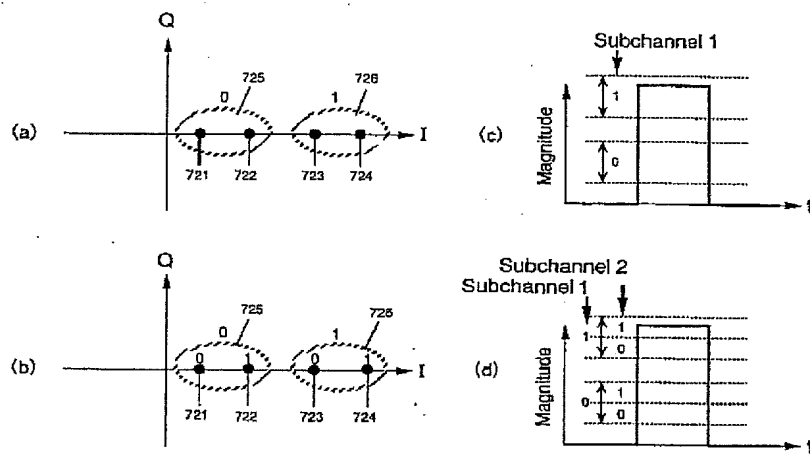
【図57】



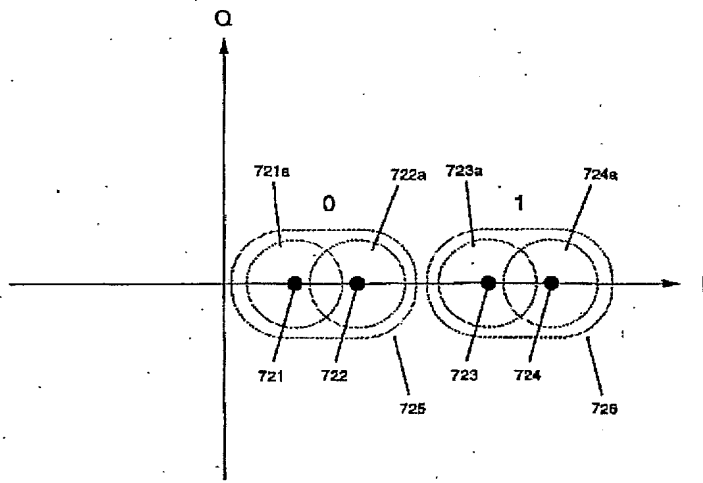
【図58】



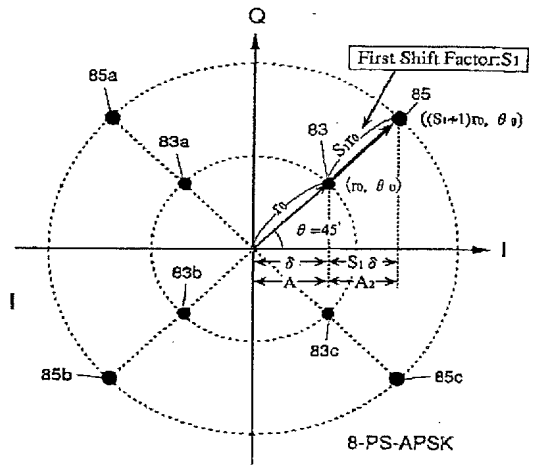
【図59】



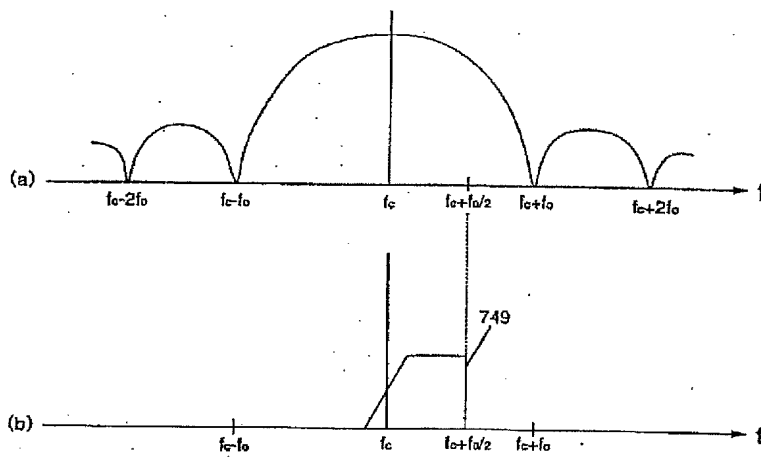
【図60】



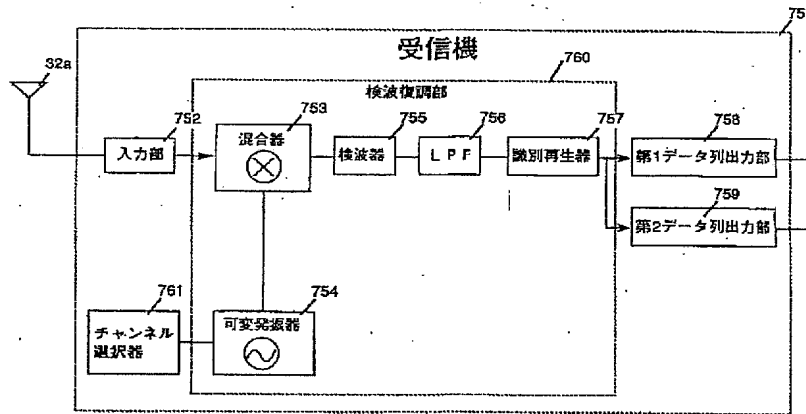
【図139】



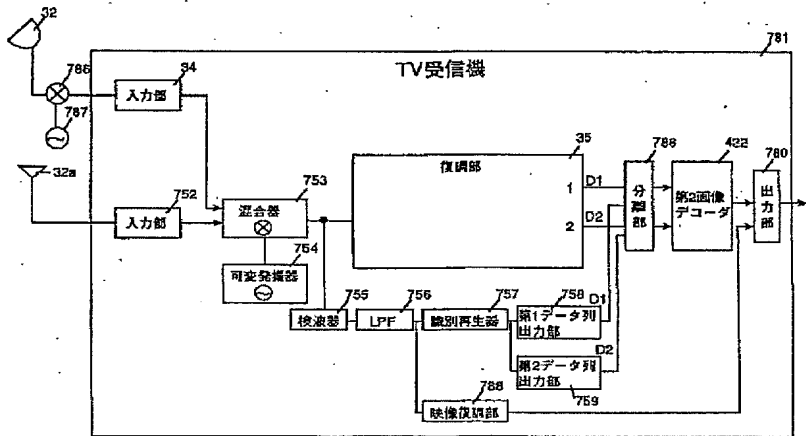
【図62】



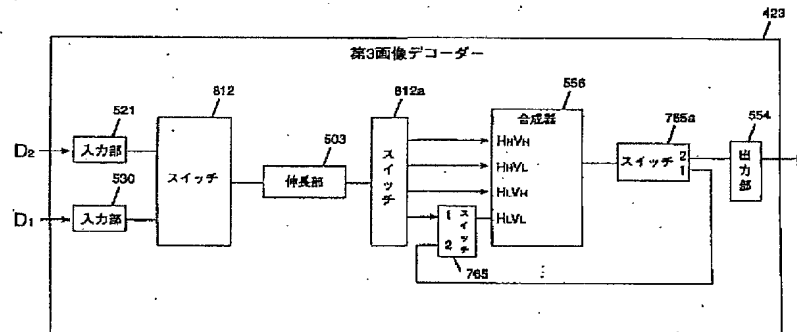
【図63】



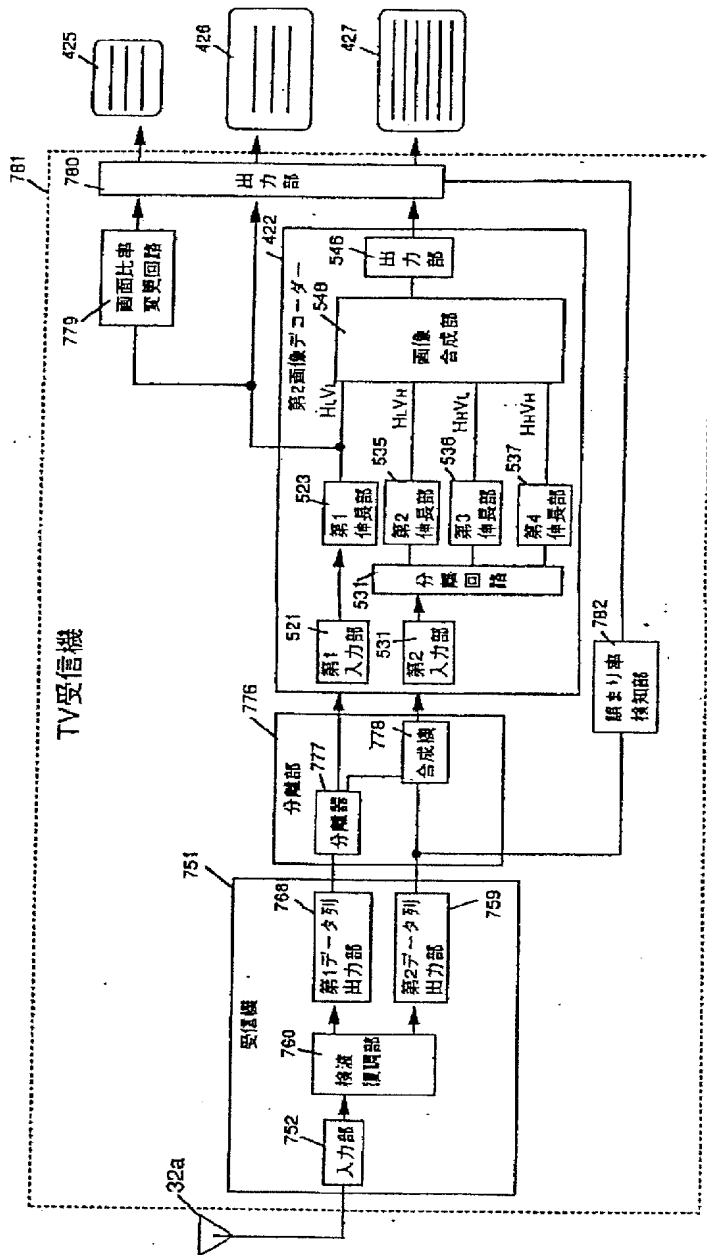
【図67】



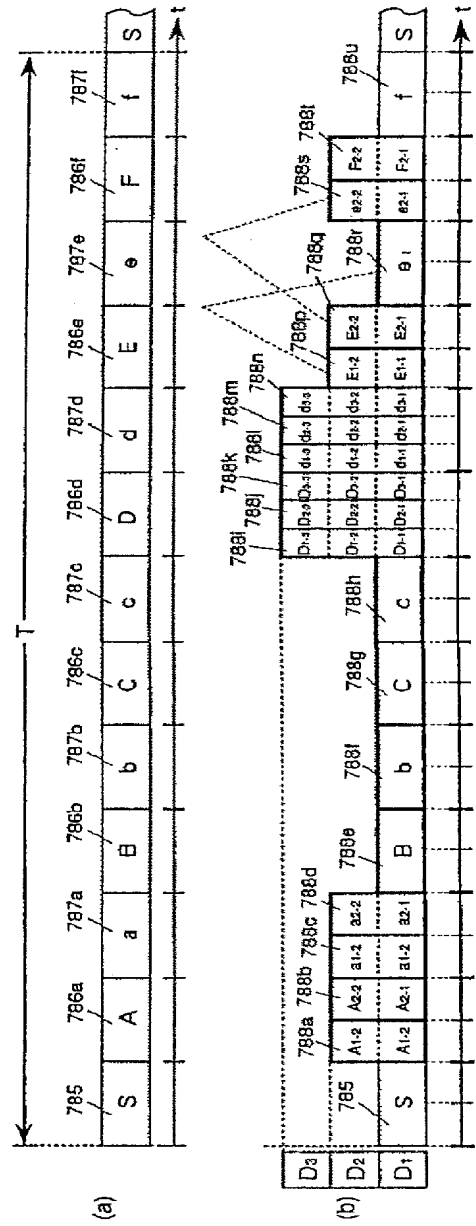
【図80】



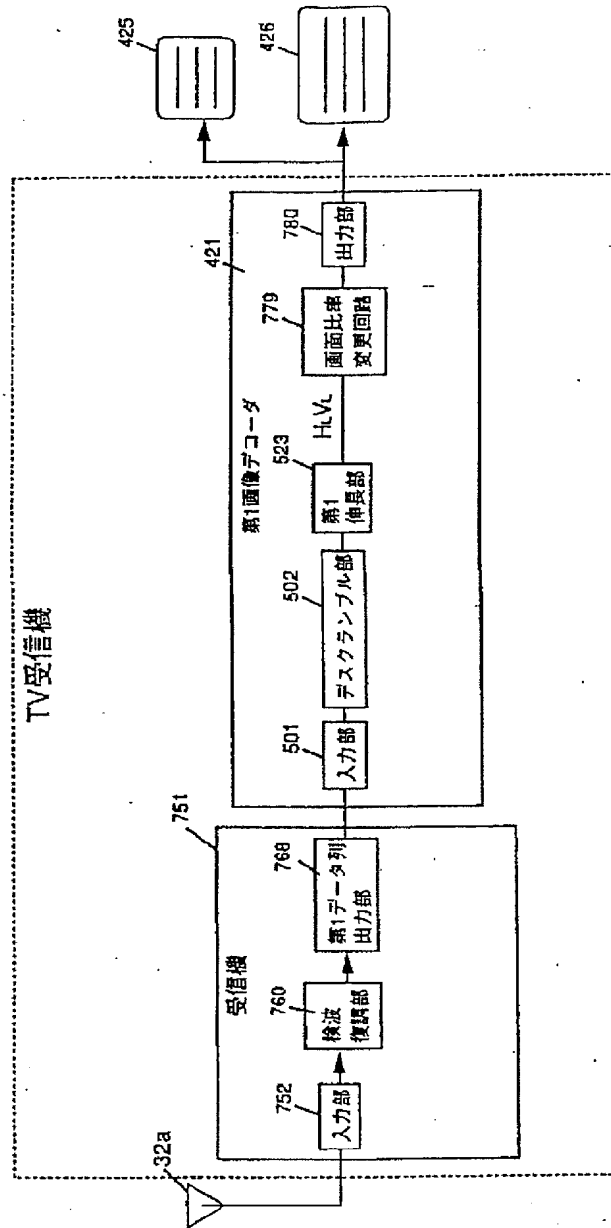
【図65】



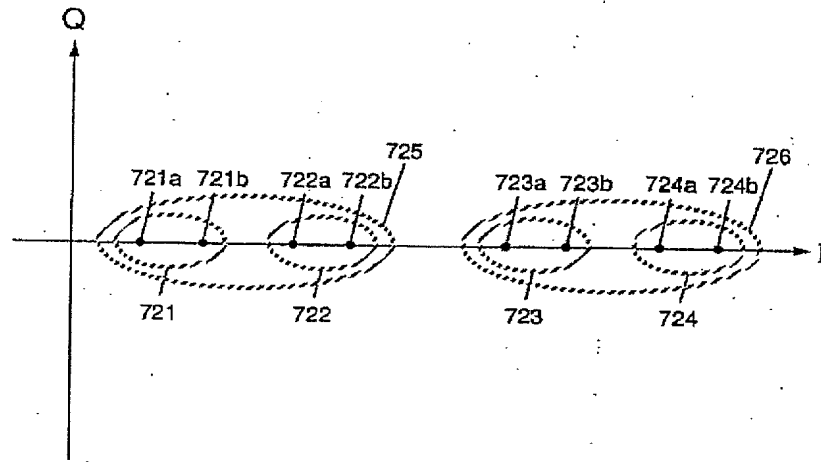
【図120】



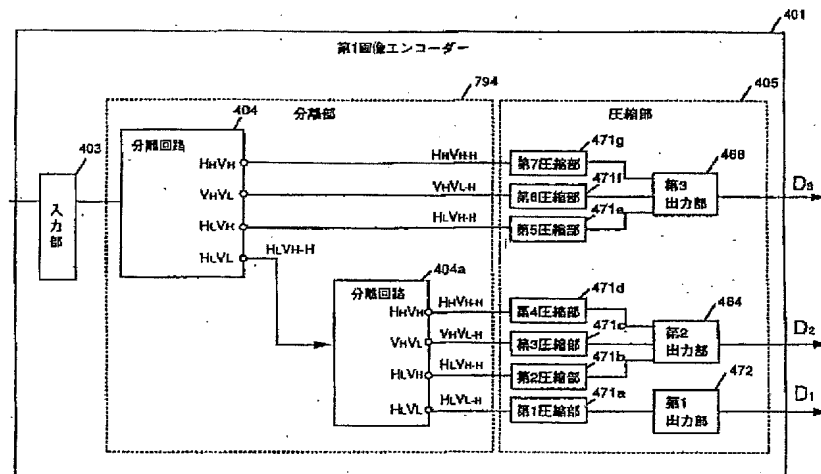
【図66】



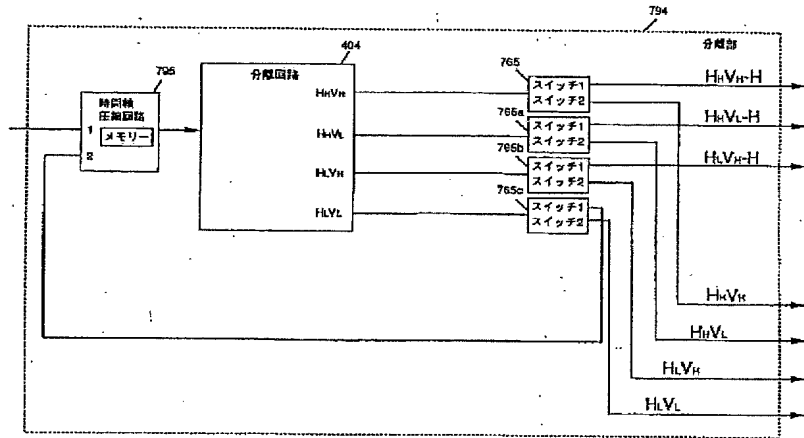
【図68】



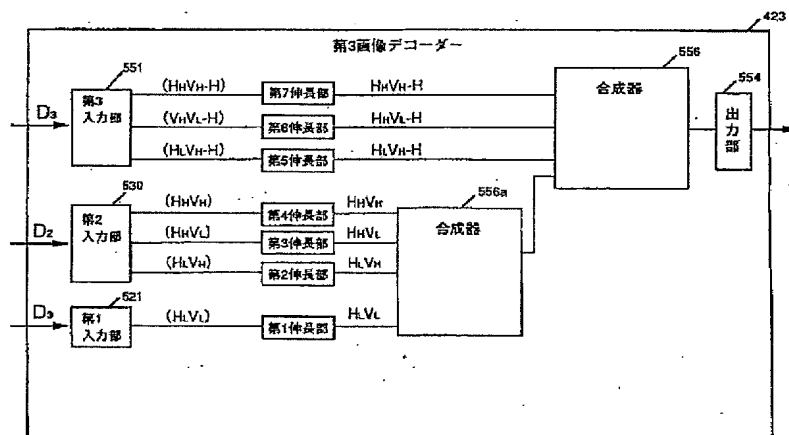
【図69】



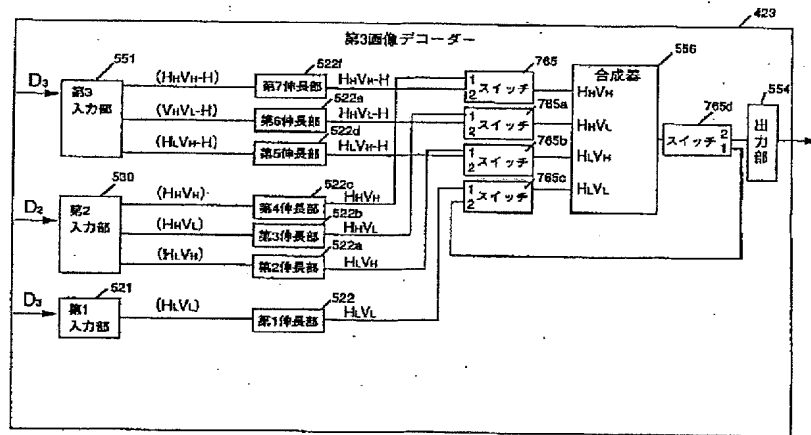
【図70】



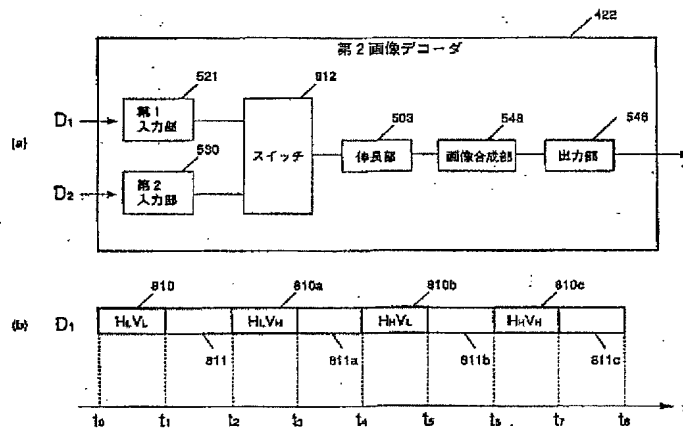
【図71】



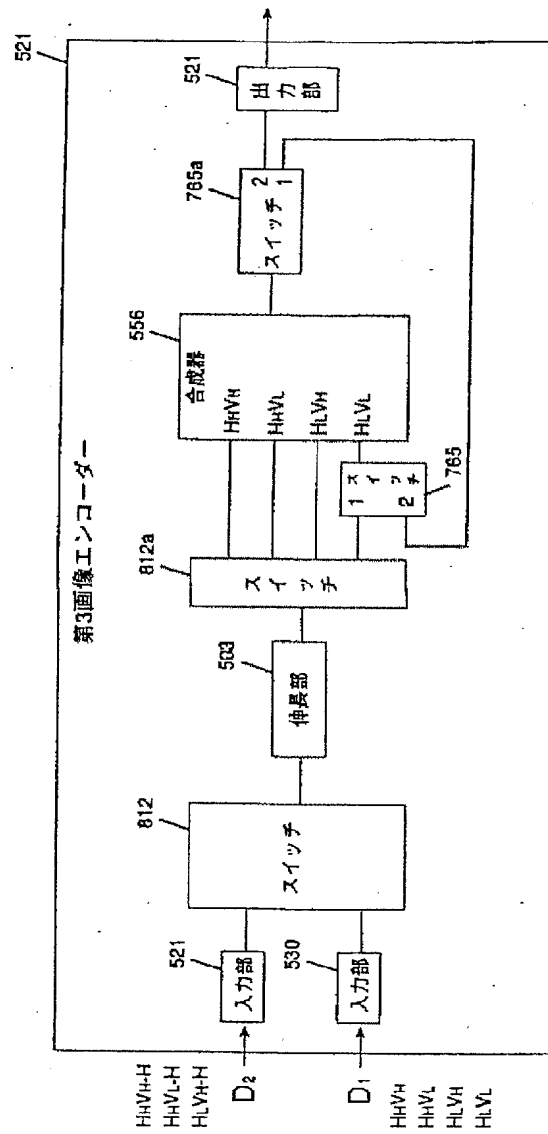
【図72】



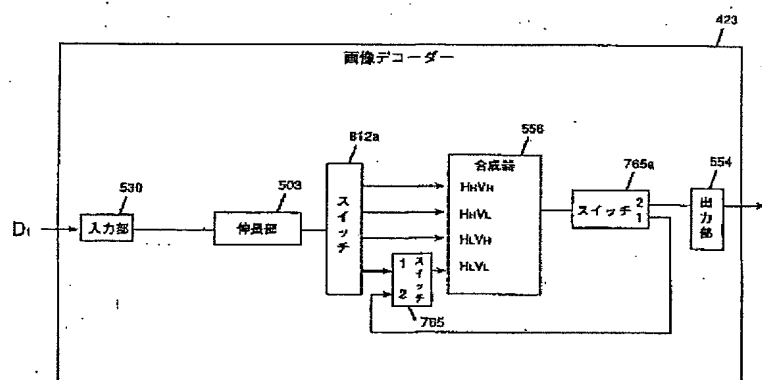
【図74】



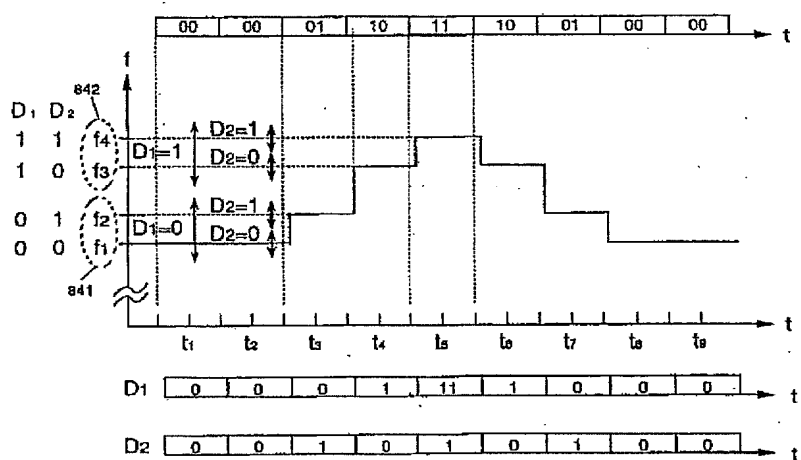
【図78】



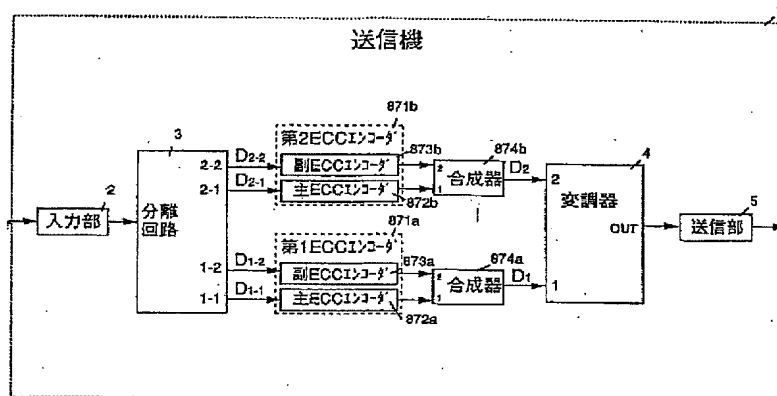
【図82】



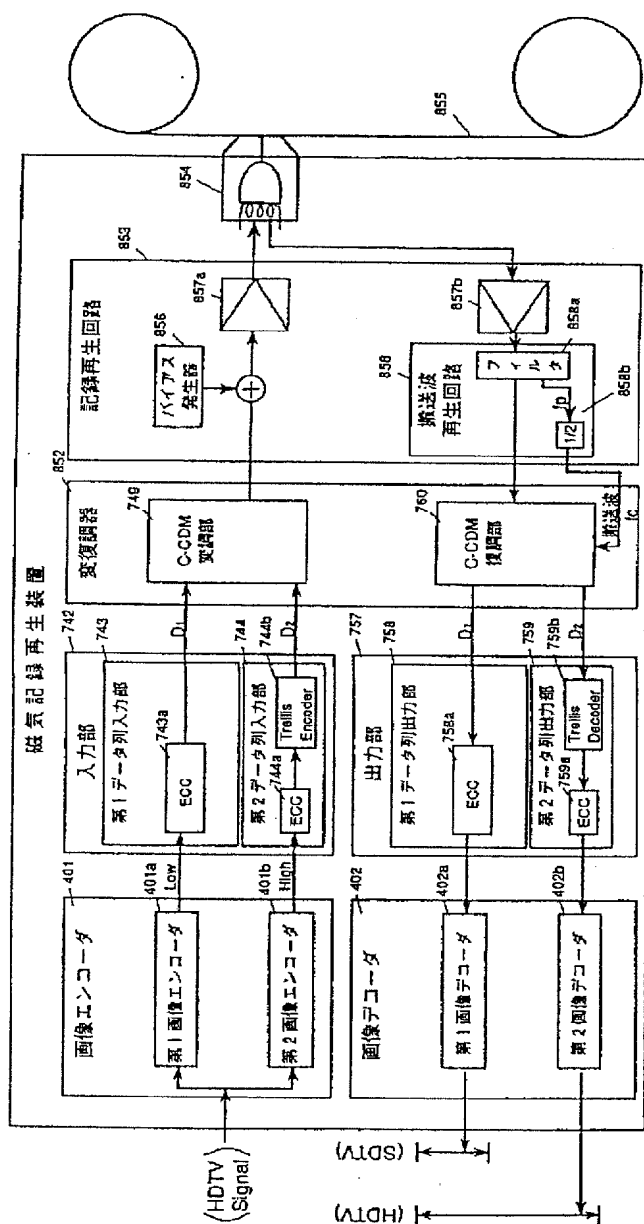
【図83】



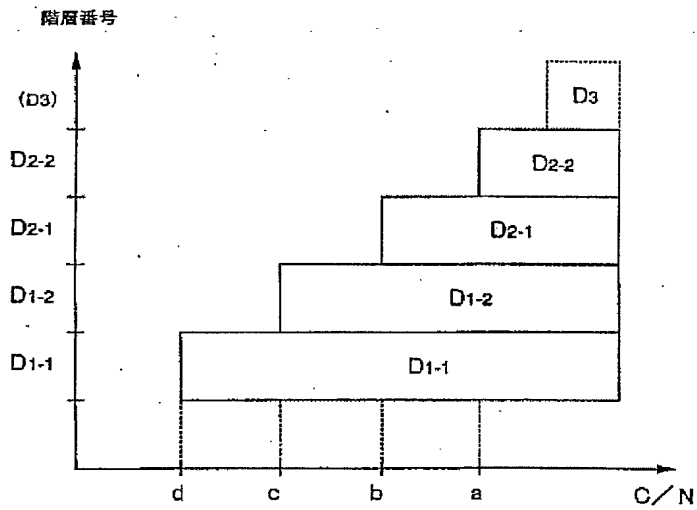
【図87】



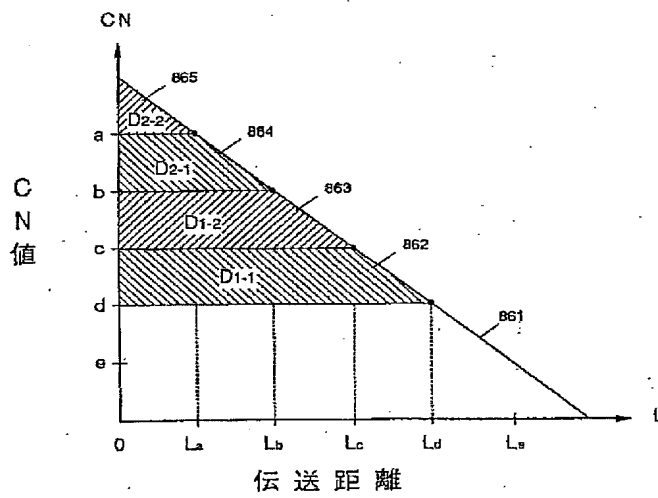
【図84】



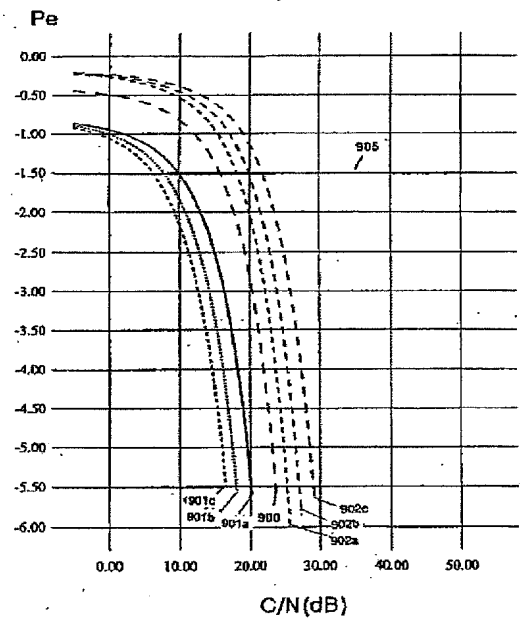
【図85】



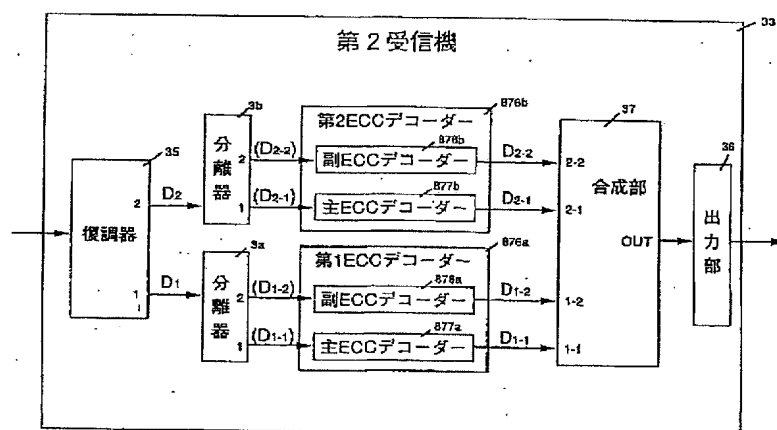
【図86】



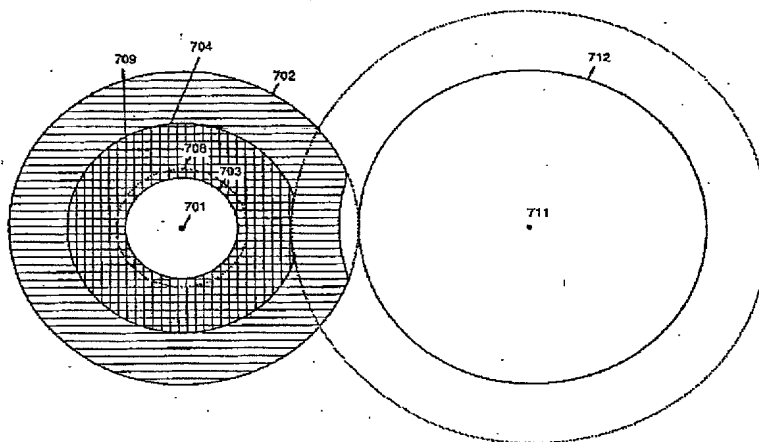
【図101】



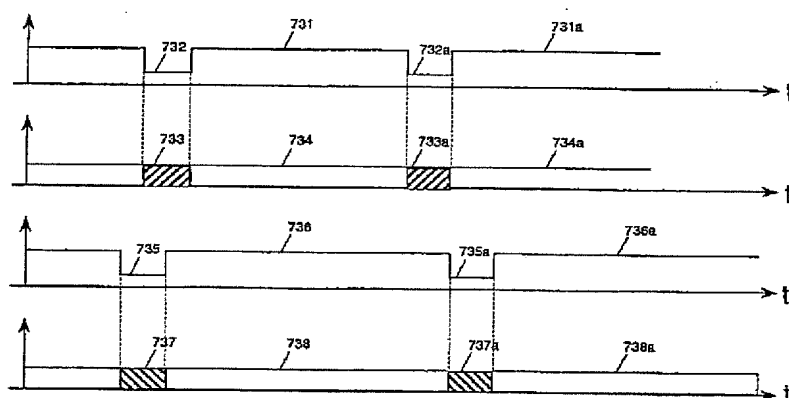
【図88】



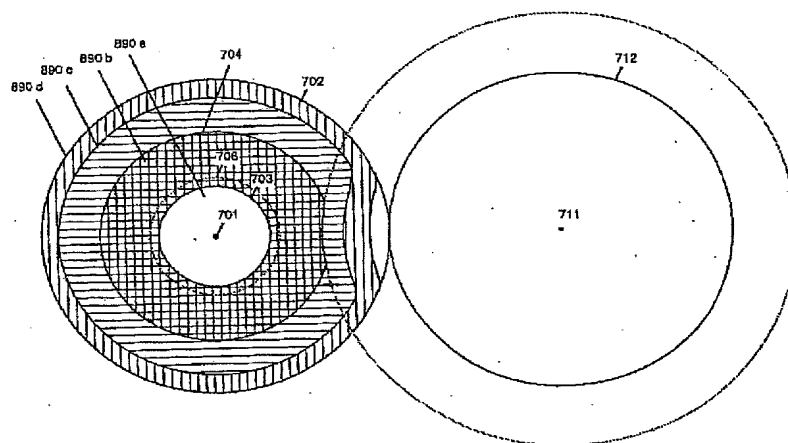
【図90】



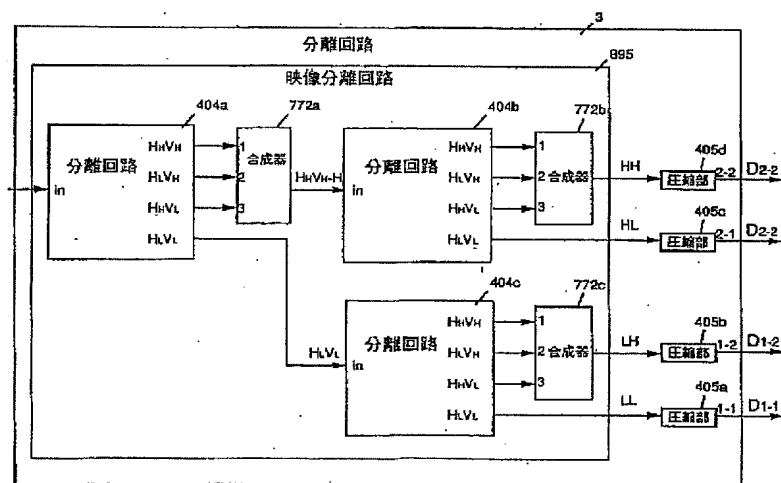
【図109】



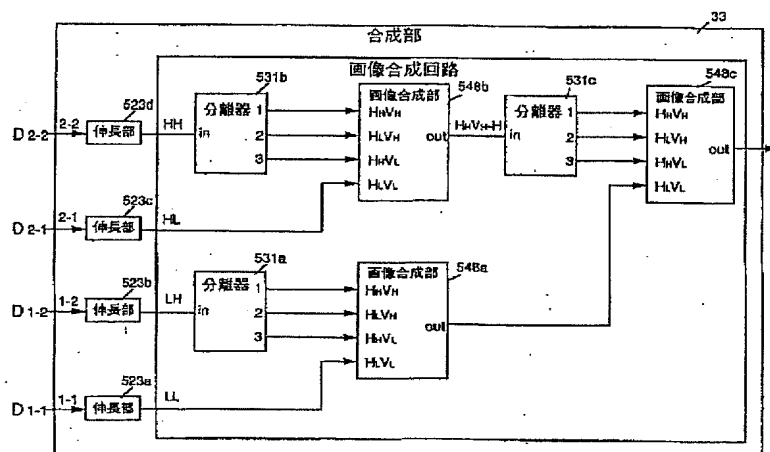
【図91】



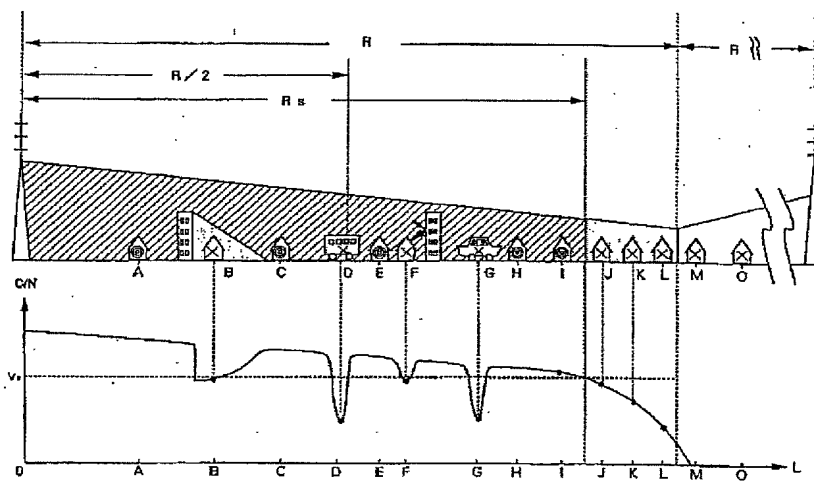
【図93】



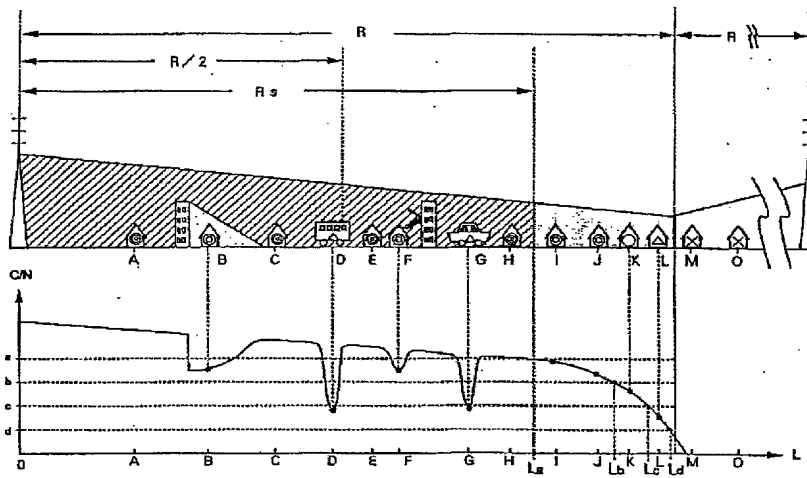
【図94】



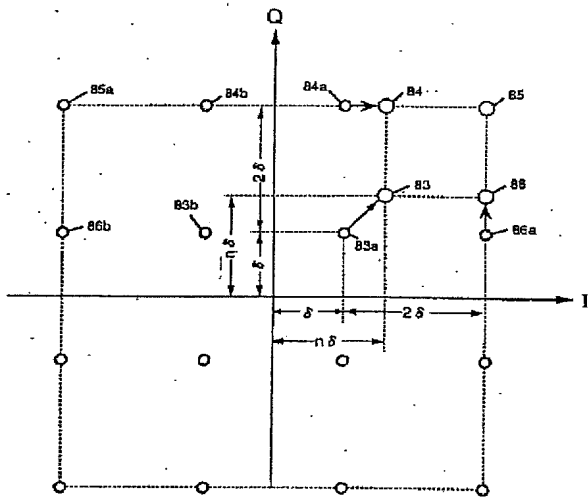
【図96】



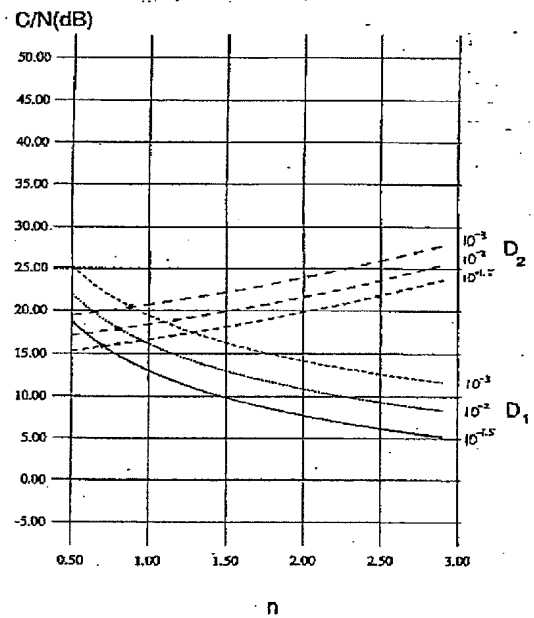
【図97】



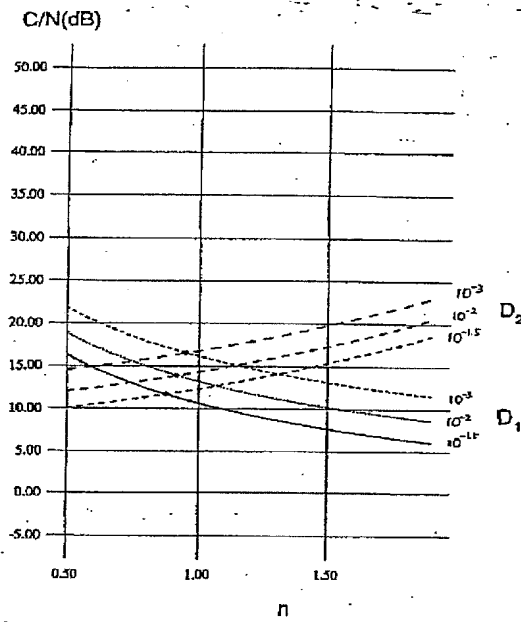
【図99】



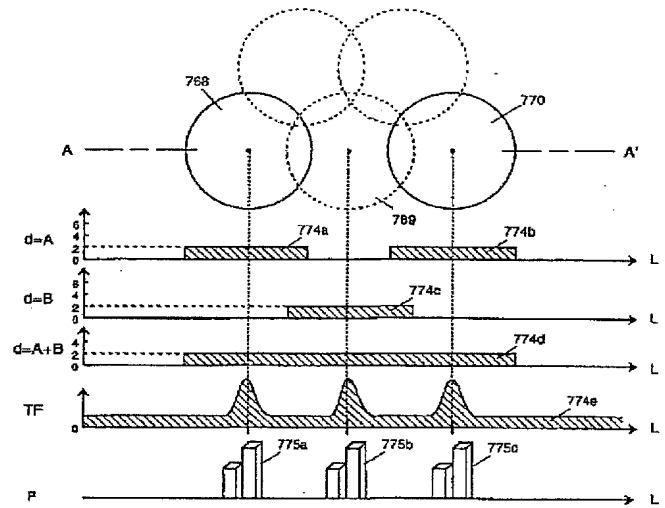
【図103】



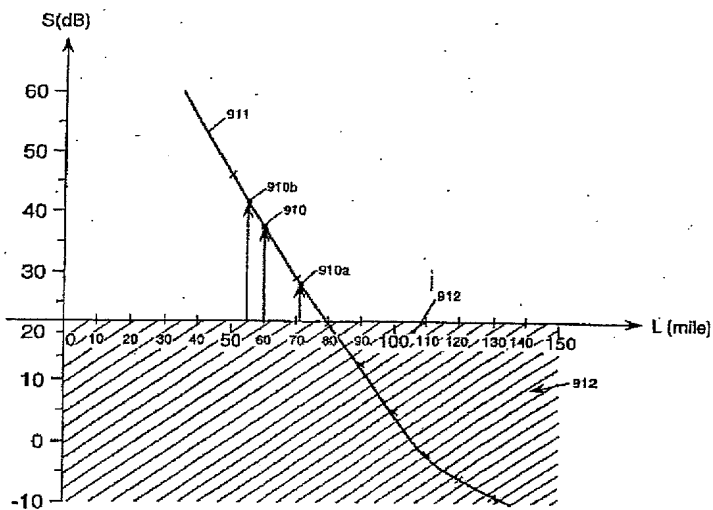
【図104】



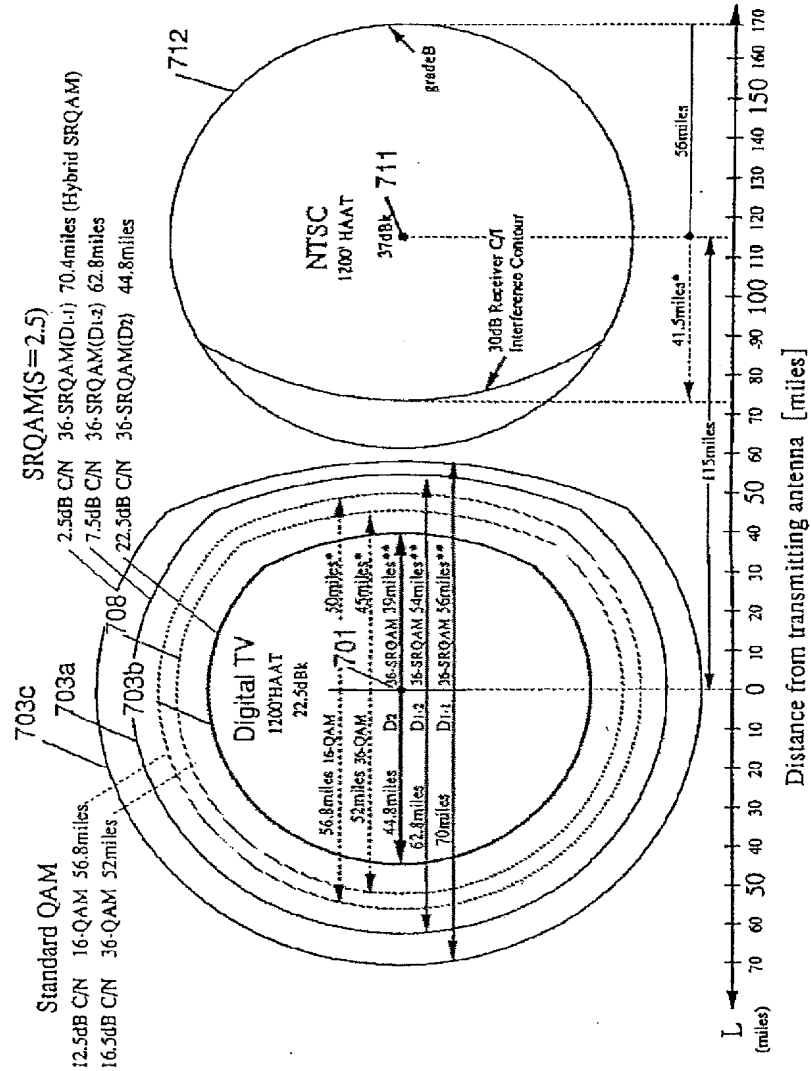
【図117】



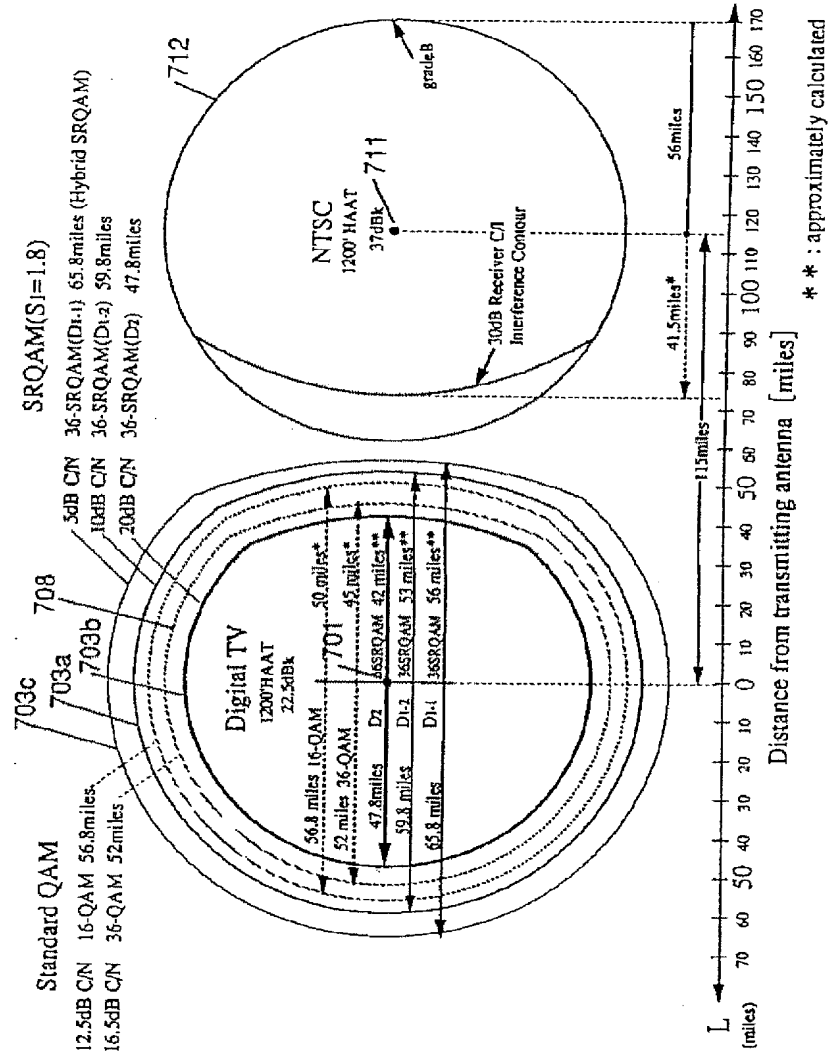
【図105】



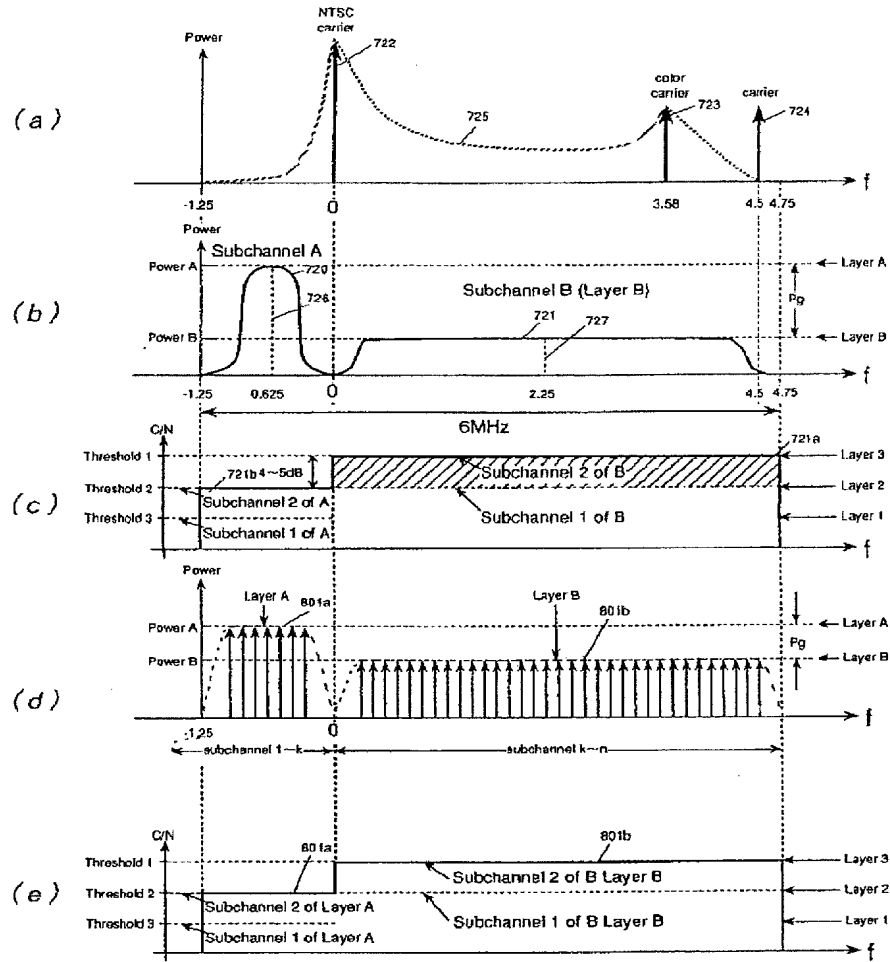
【図106】



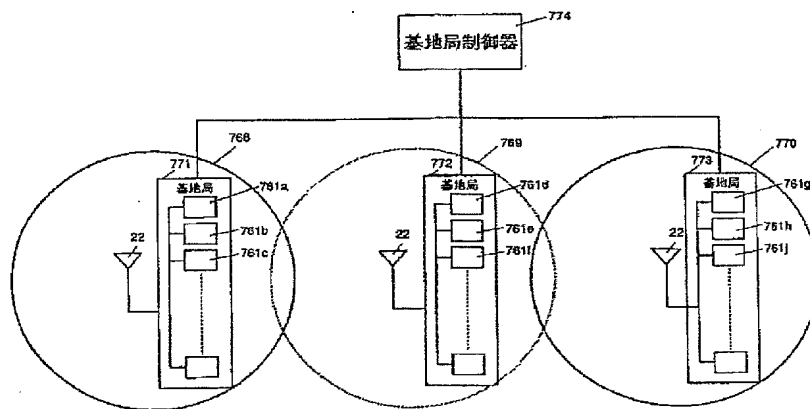
【図107】



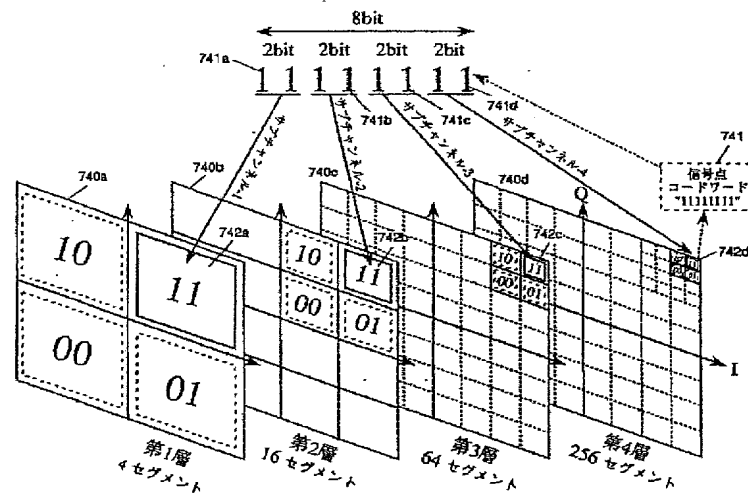
【図108】



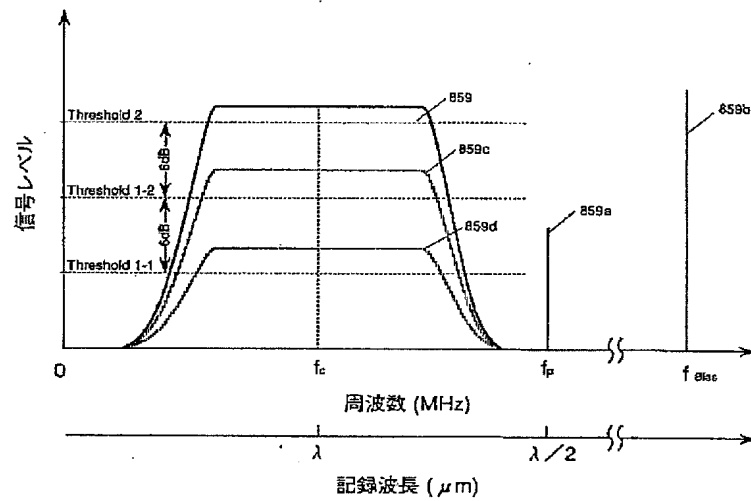
【図116】



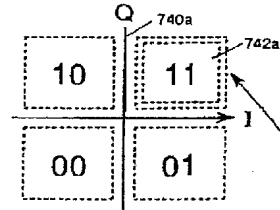
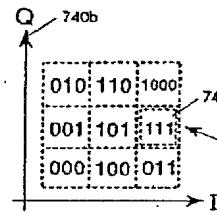
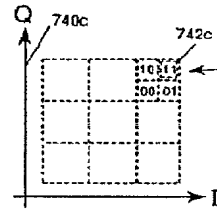
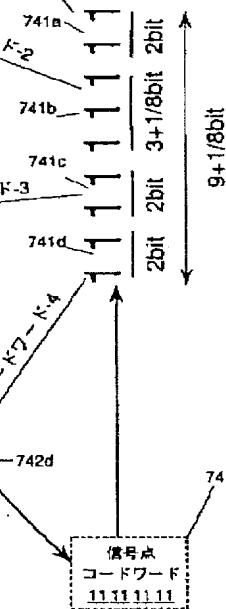
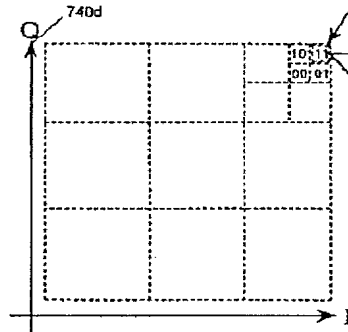
【図110】



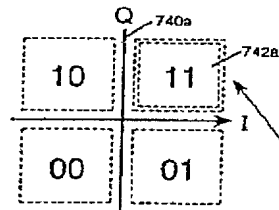
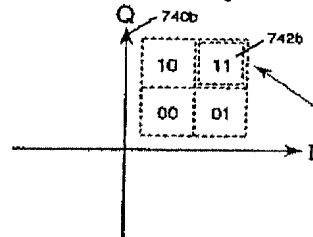
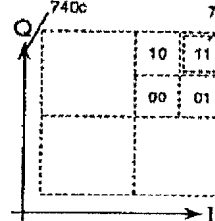
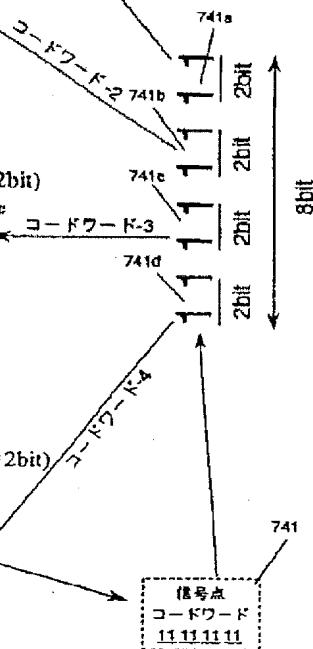
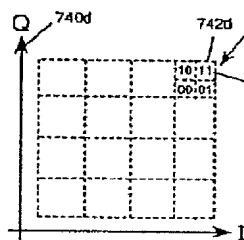
【図113】

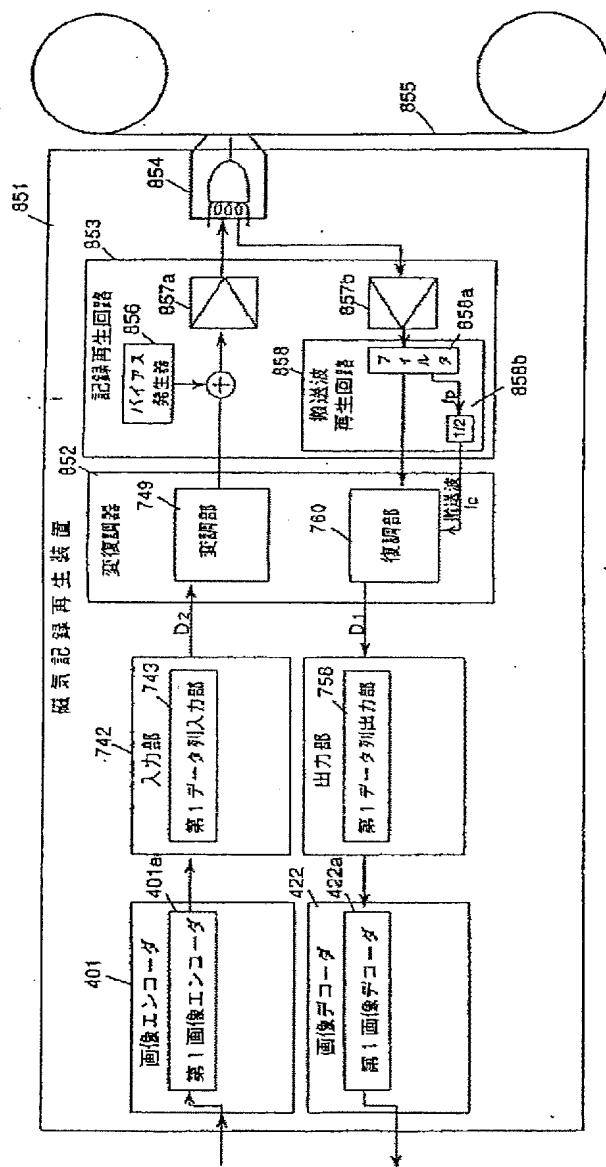


【図111】

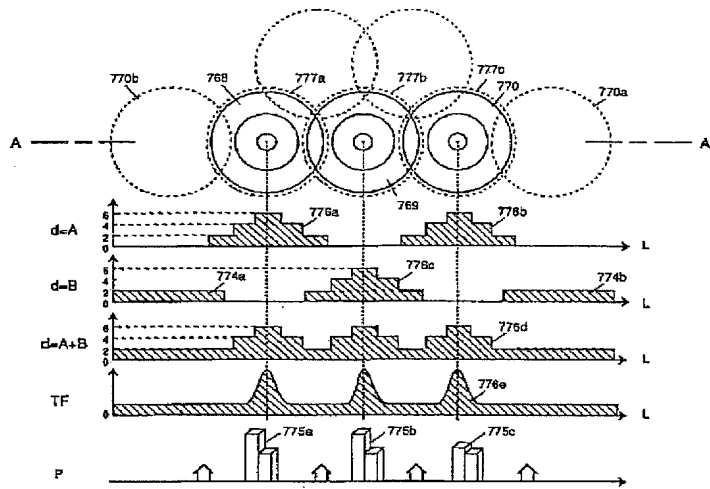
サブチャンネル1 (SRQAM: $D_1 = 2\text{bit}$)サブチャンネル2 (36-SRQAM: $D_2 = 3\text{bit} + 1/8\text{bit}$)サブチャンネル3 (144-SRQAM: $D_3 = 2\text{bit}$)サブチャンネル4 (576-SRQAM: $D_4 = 2\text{bit}$)

【図112】

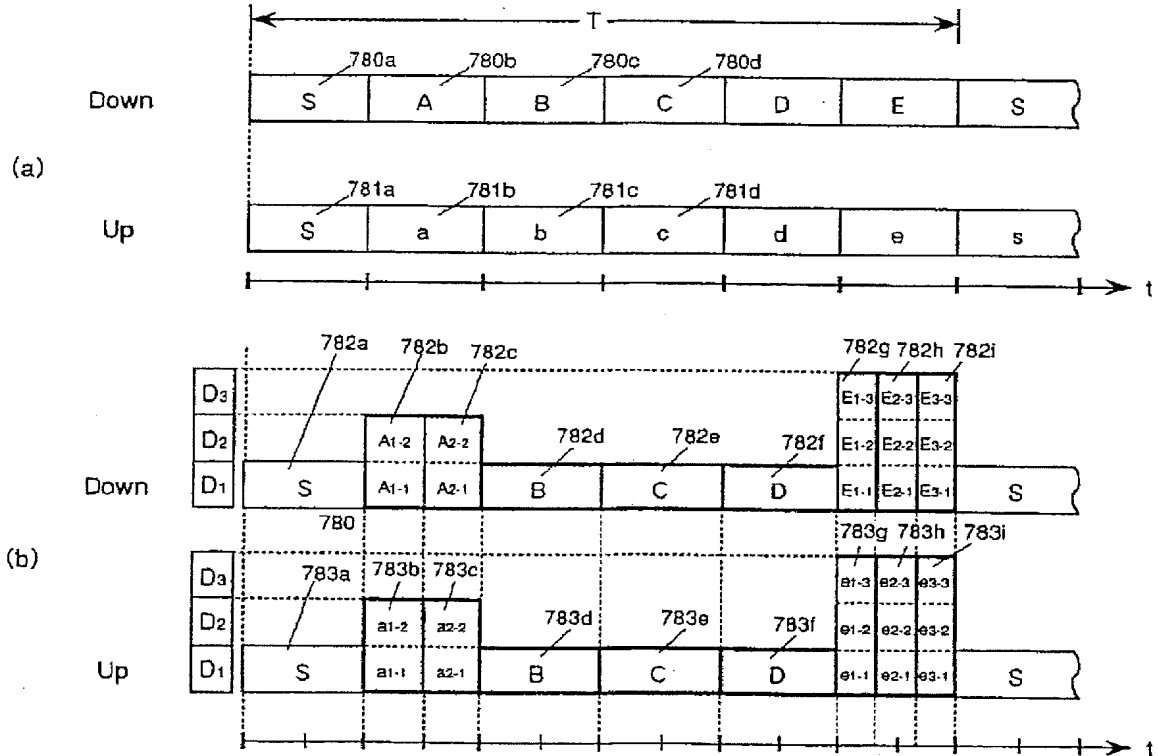
サブチャンネル1 (SRQAM: $D_1=2\text{bit}$)サブチャンネル2 (16-SRQAM: $D_2=2\text{bit}$)サブチャンネル3 (64-SRQAM: $D_3=2\text{bit}$)サブチャンネル4 (256-SRQAM: $D_4=2\text{bit}$)



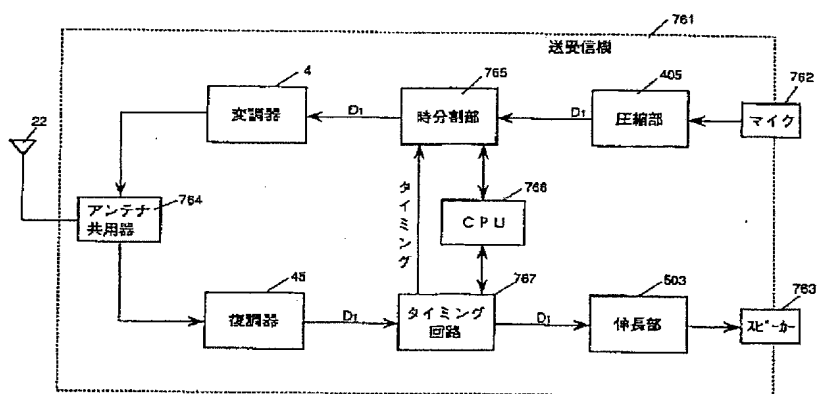
【図118】



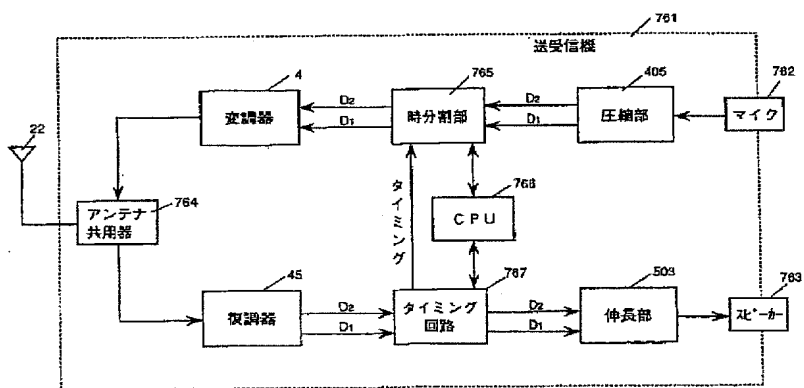
【図119】



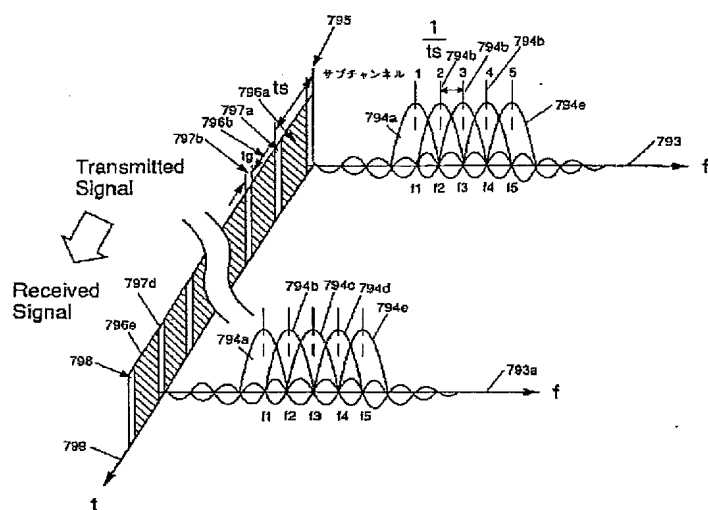
【図121】



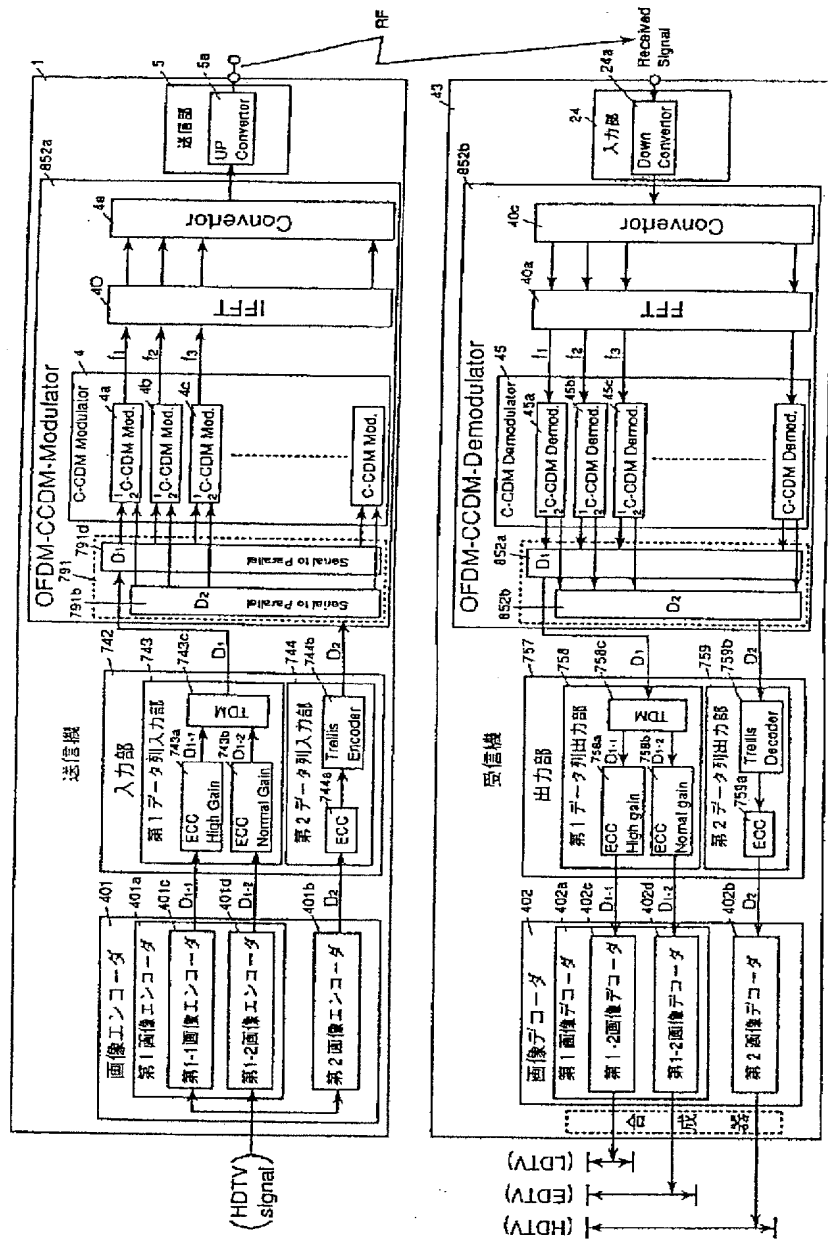
【図122】



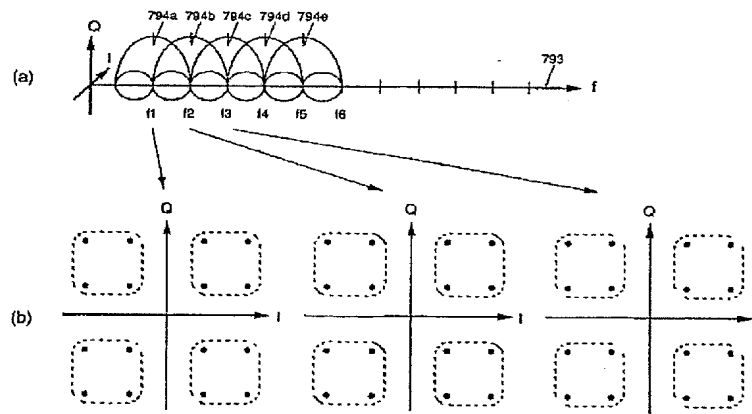
【図124】



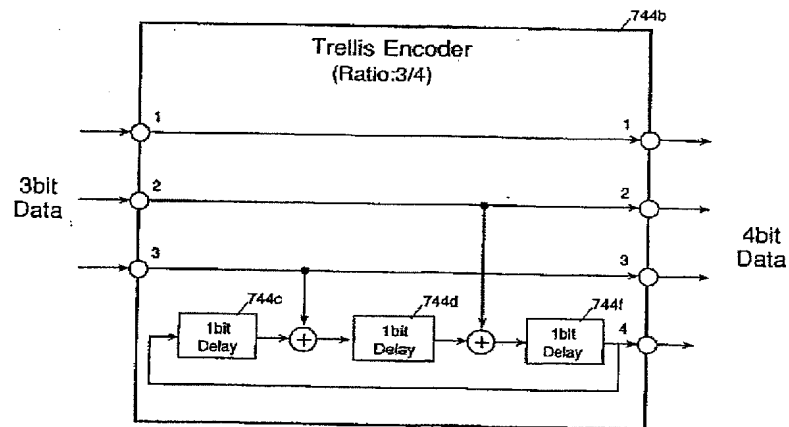
【図123】



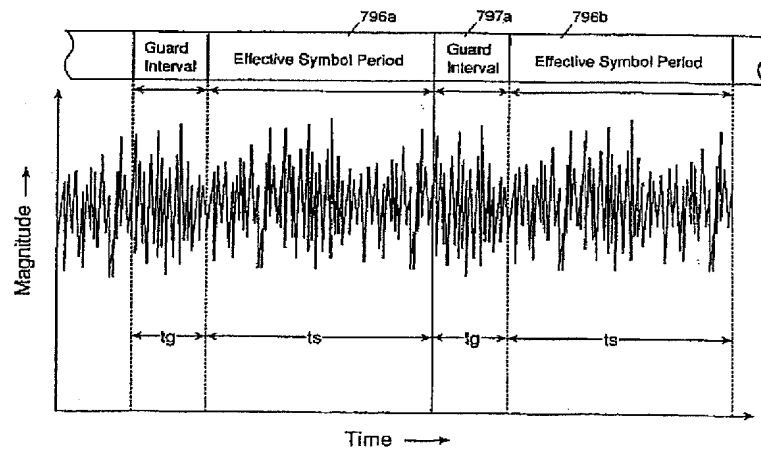
【図125】



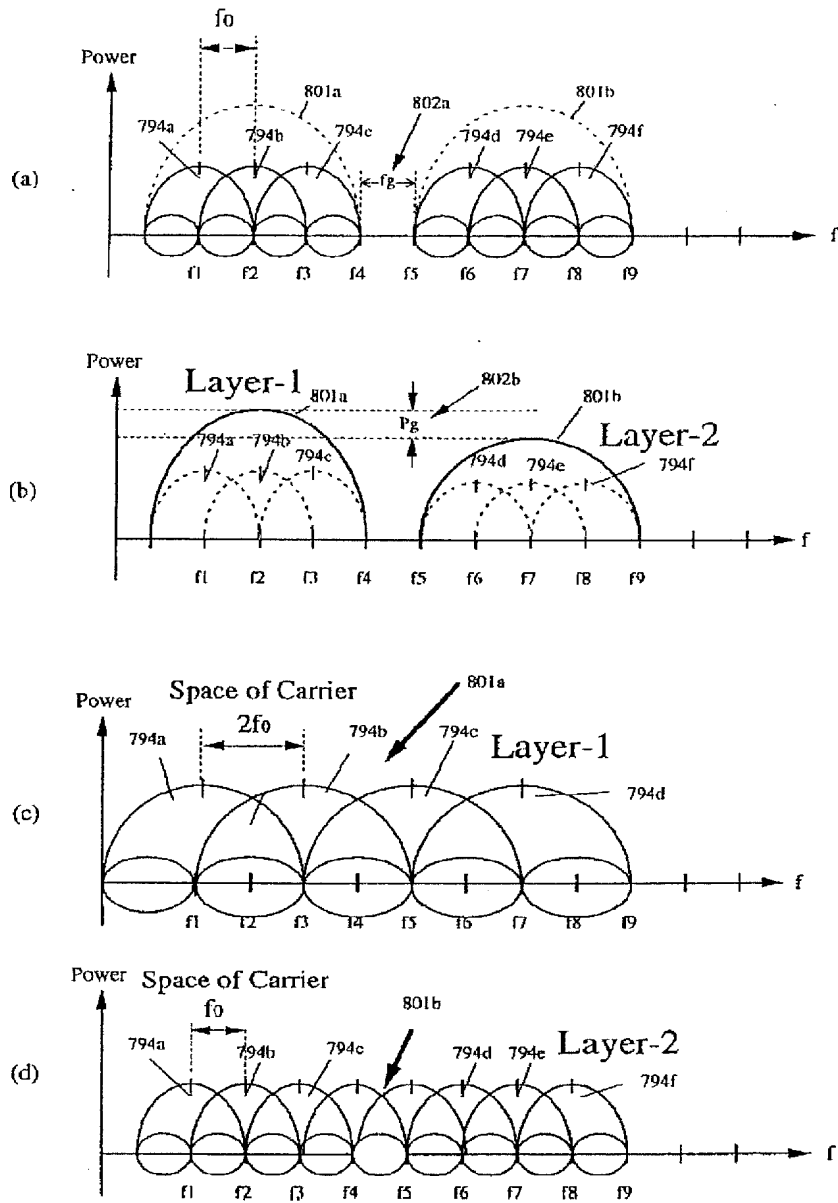
【図128】



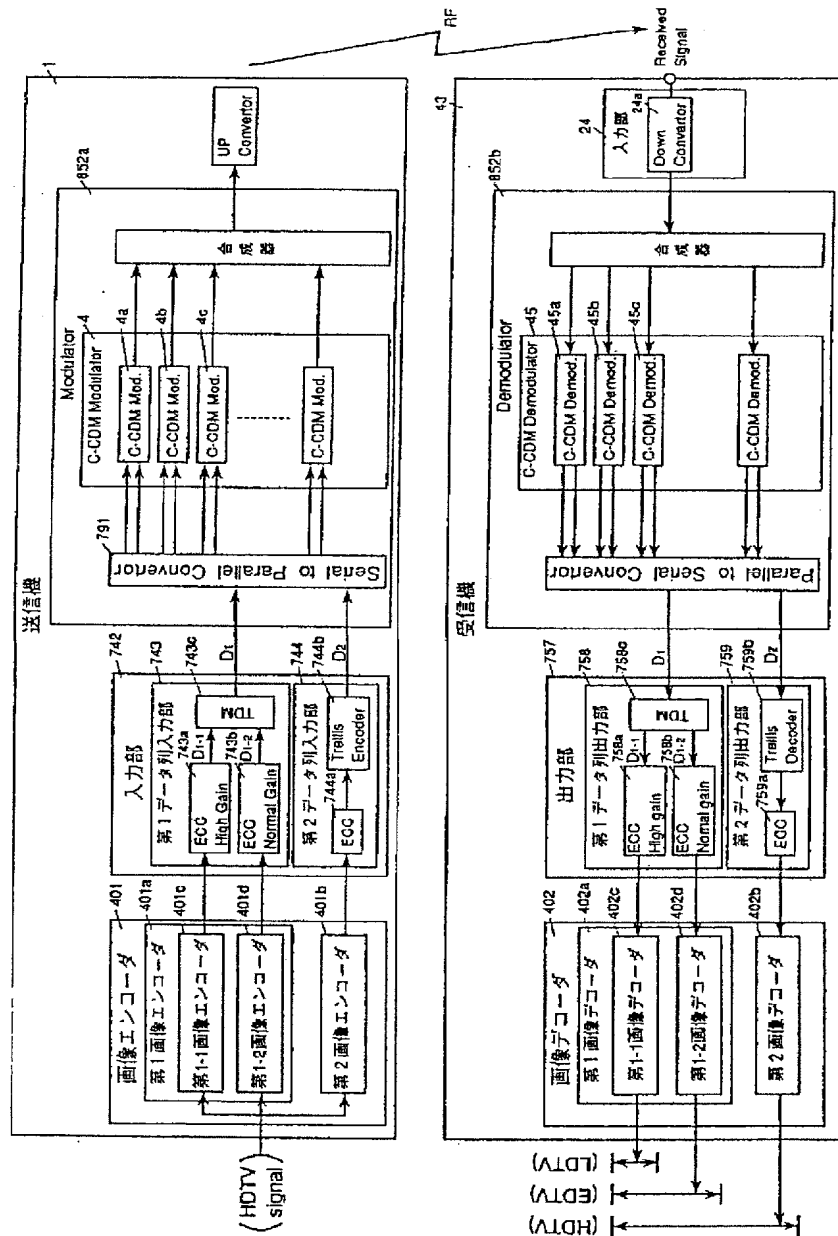
【図129】



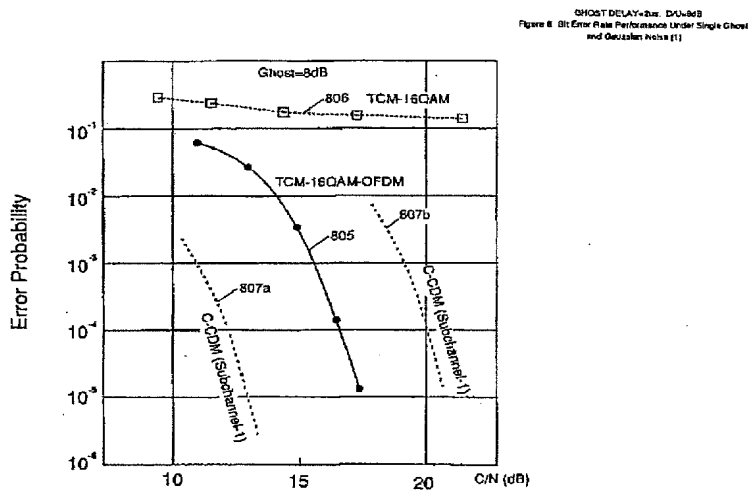
【図126】



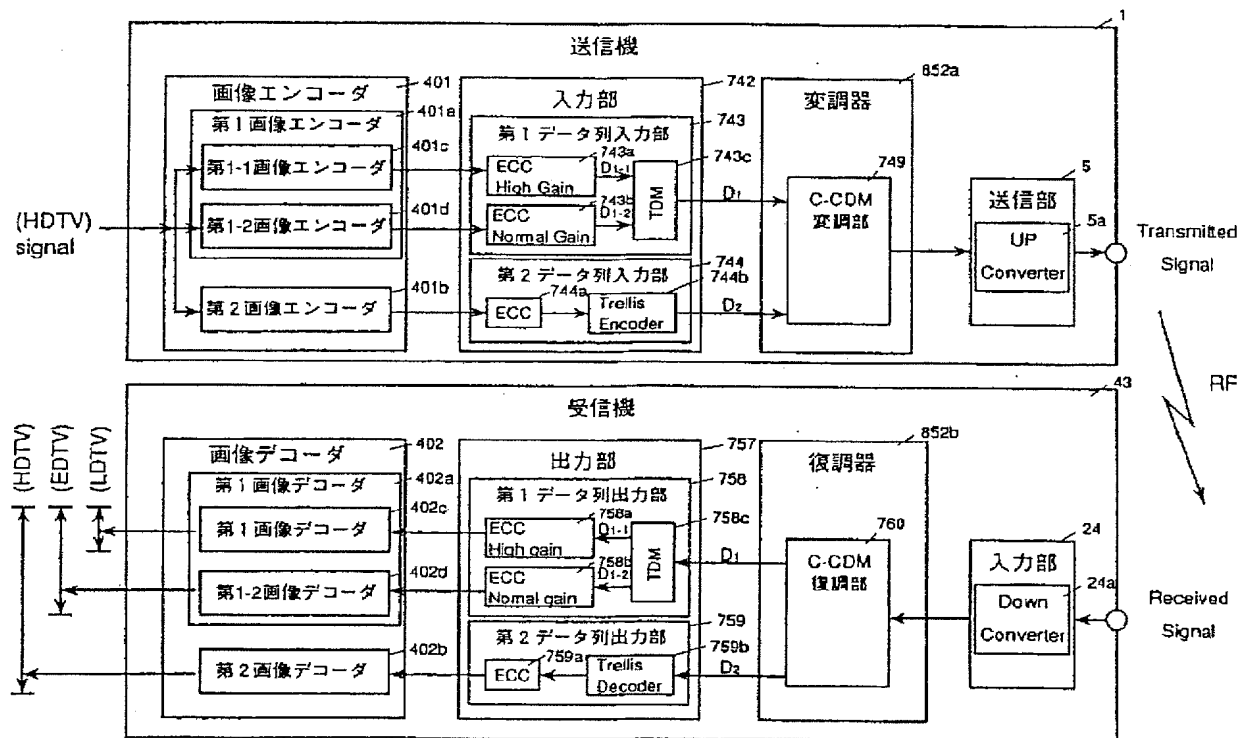
【図127】



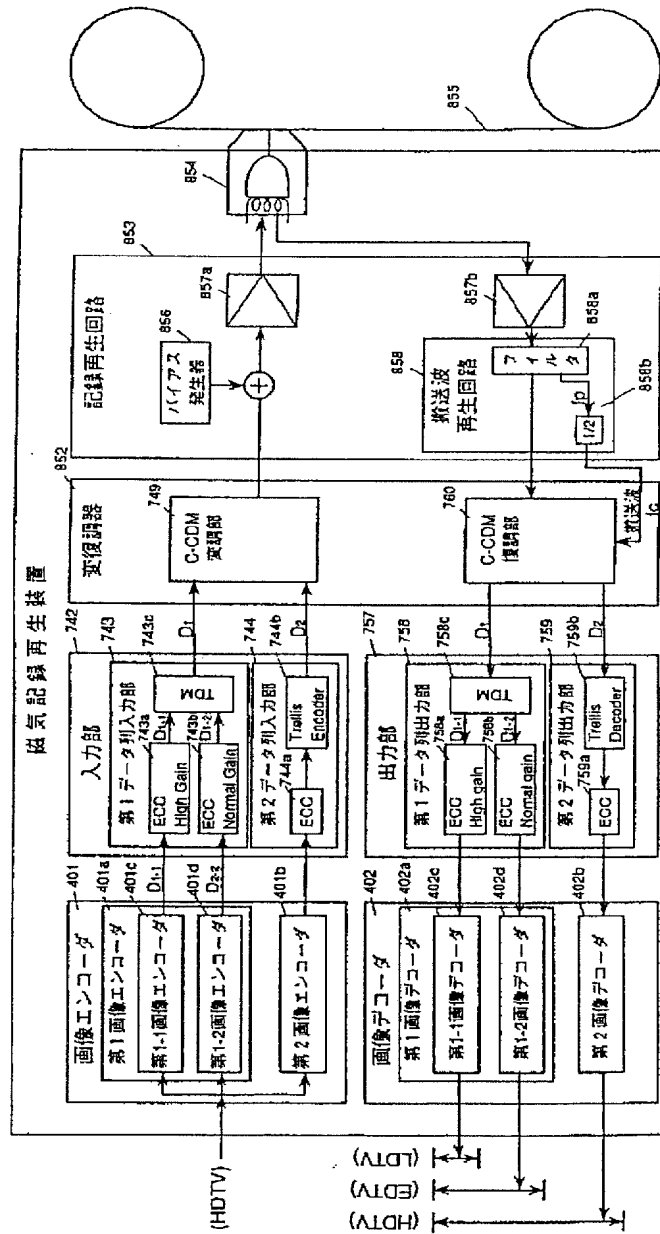
【図130】



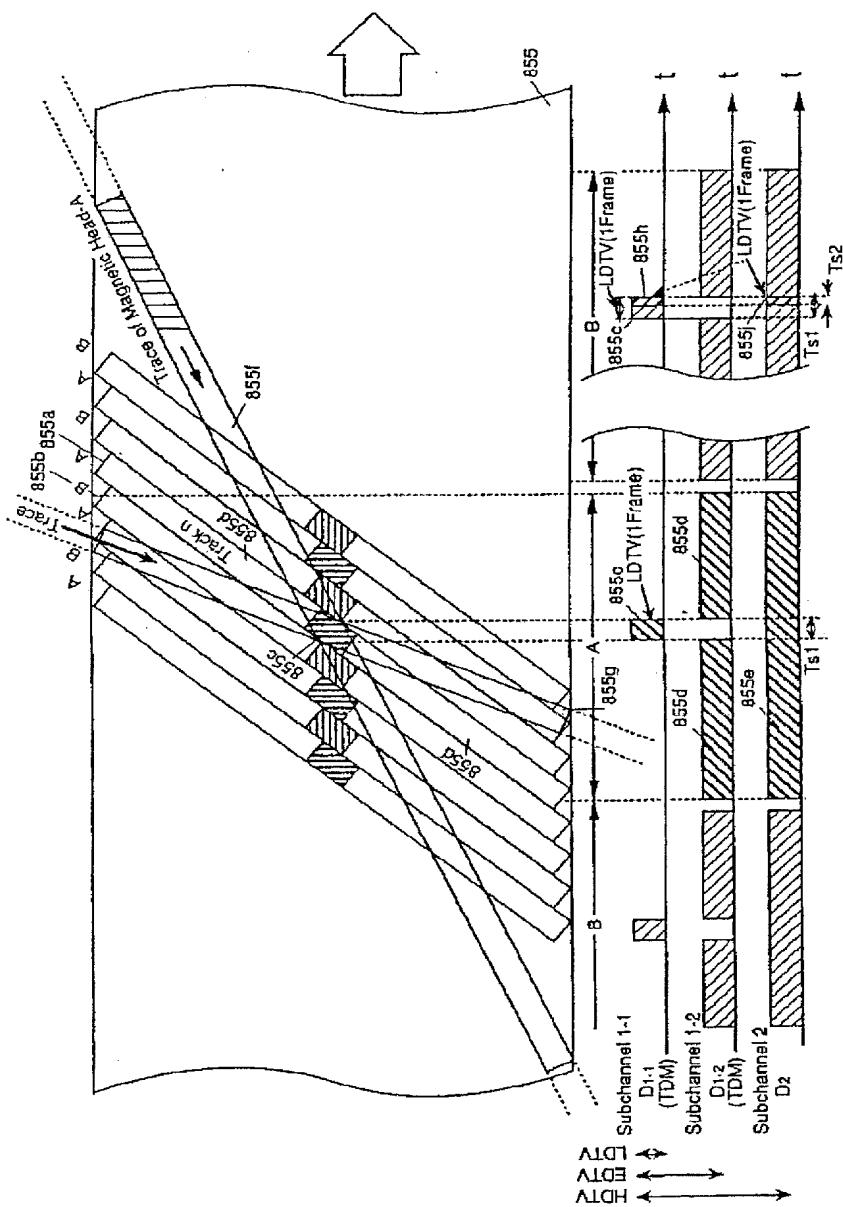
【図133】



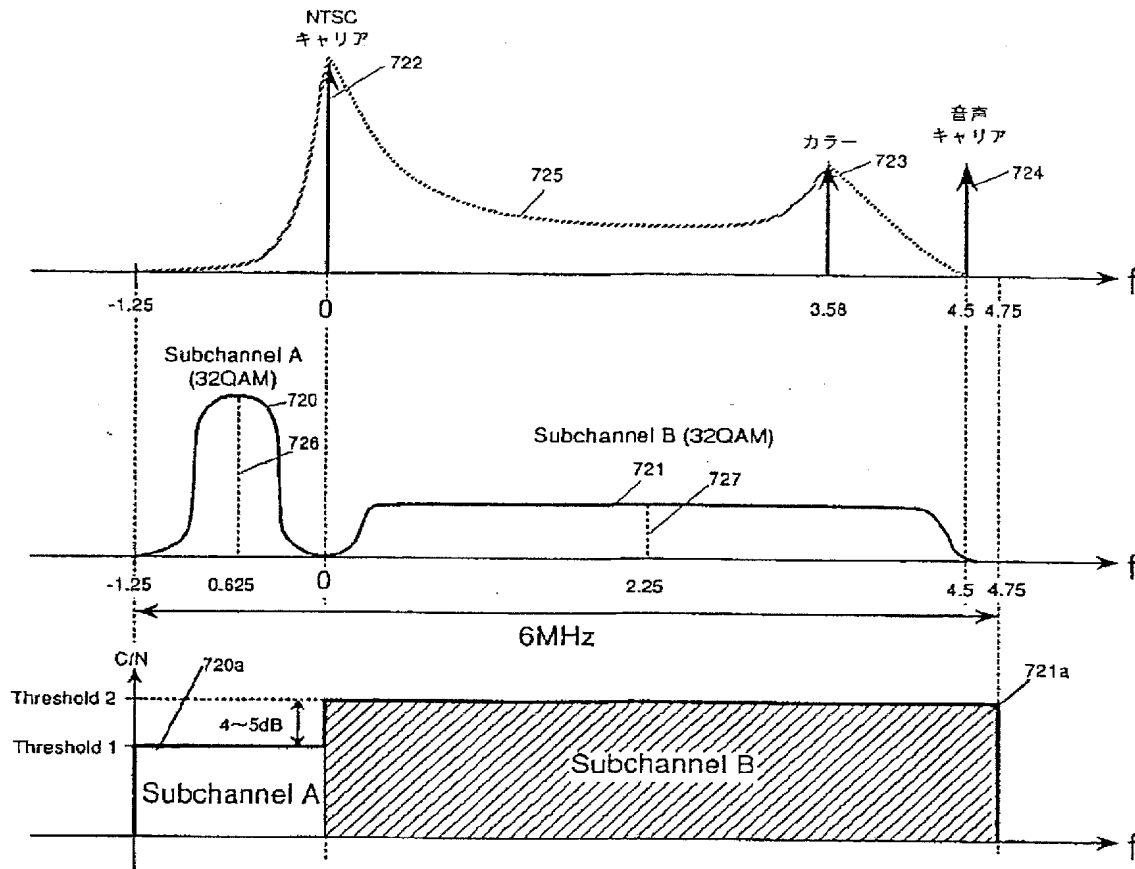
【図131】



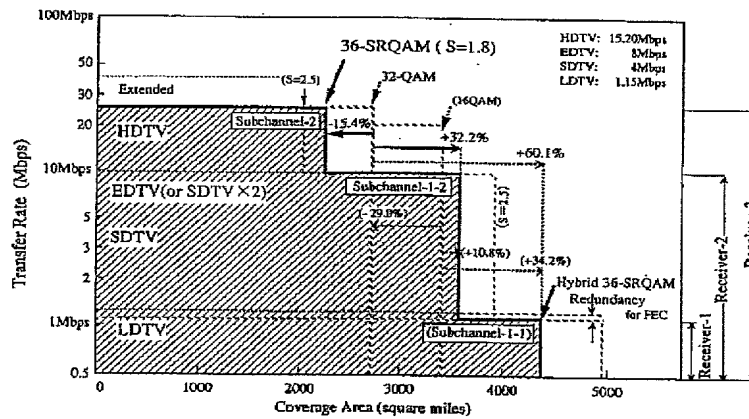
【图 132】



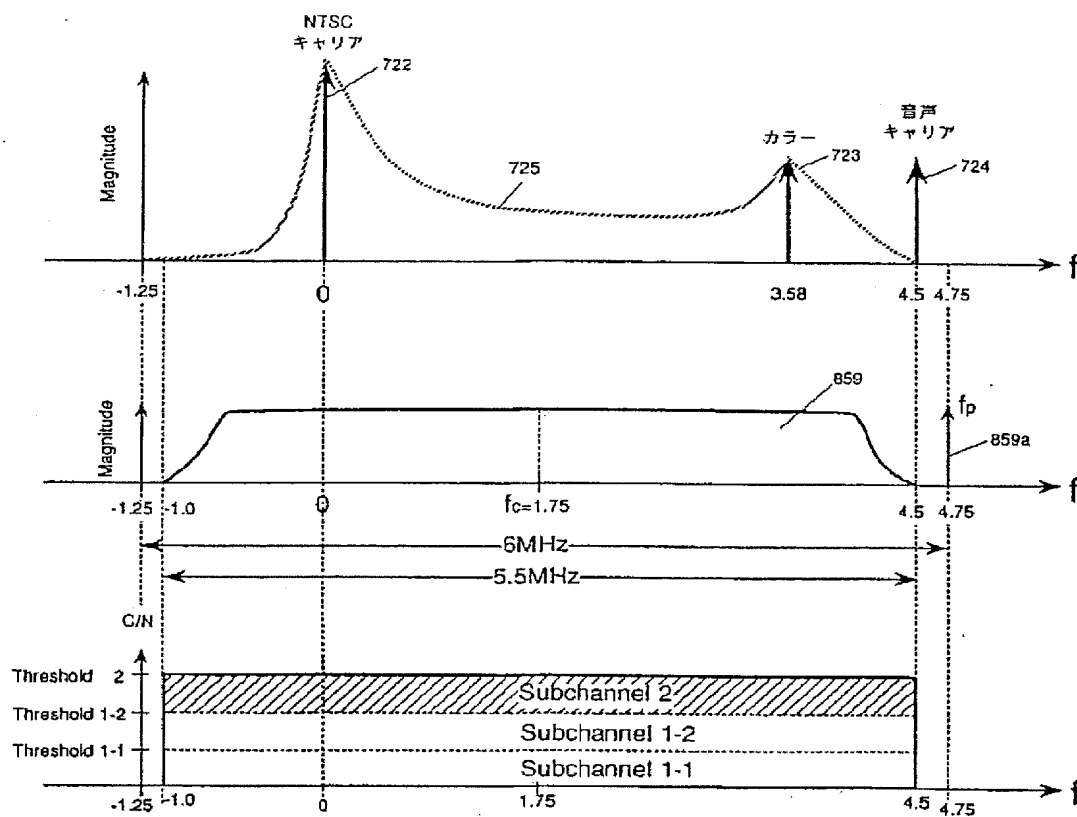
【図134】



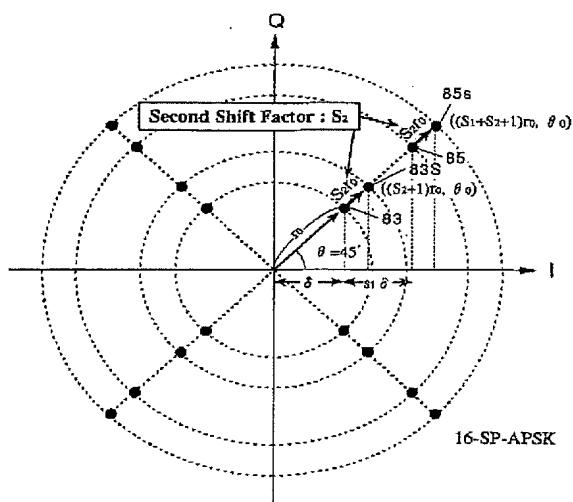
【図135】



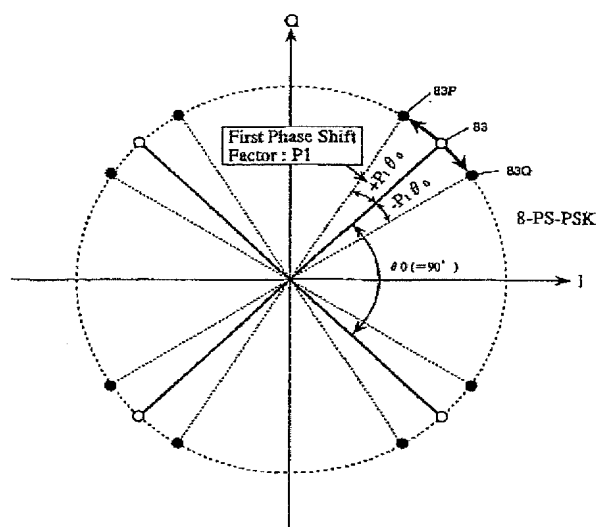
【図136】



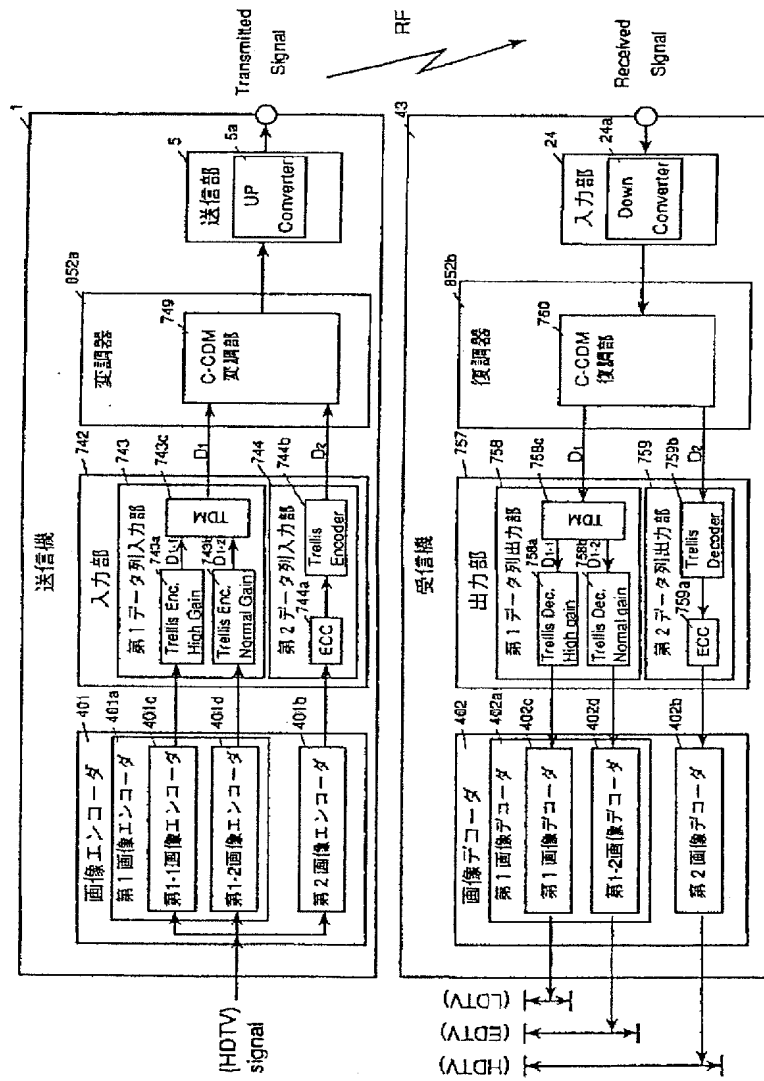
【図140】



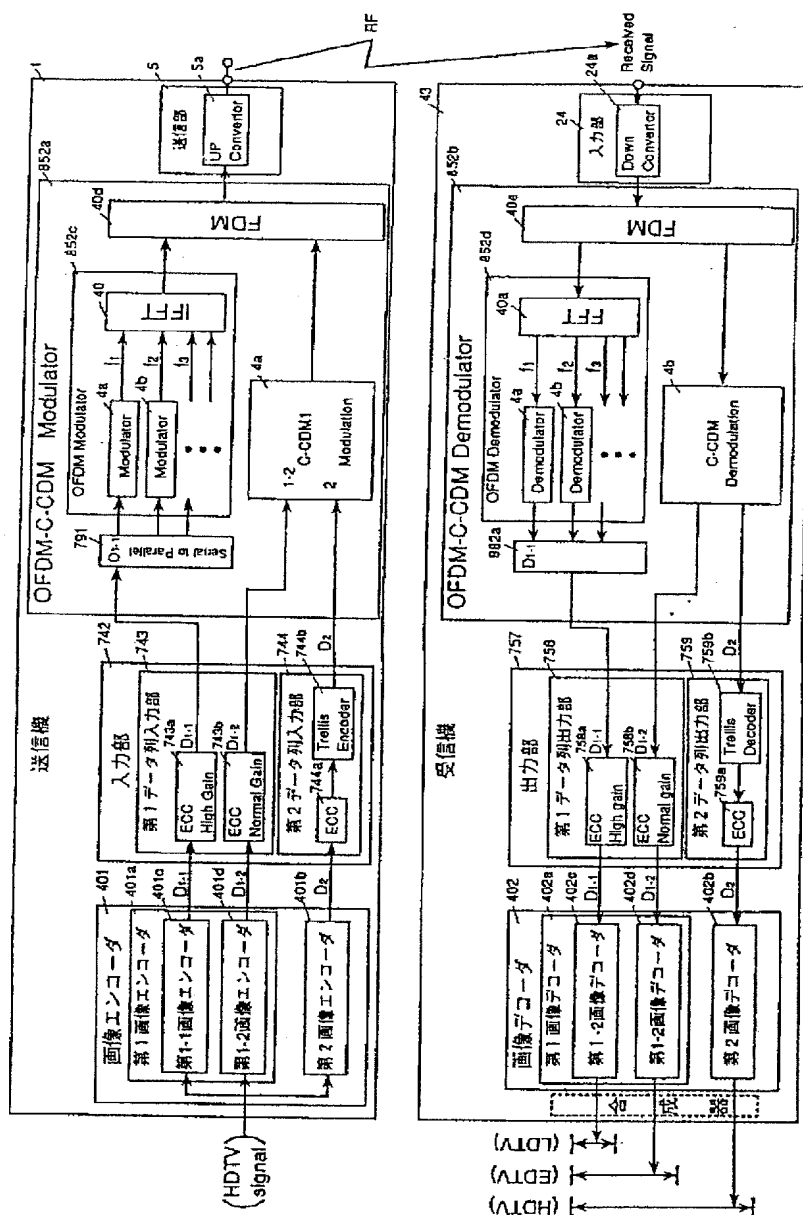
【図141】



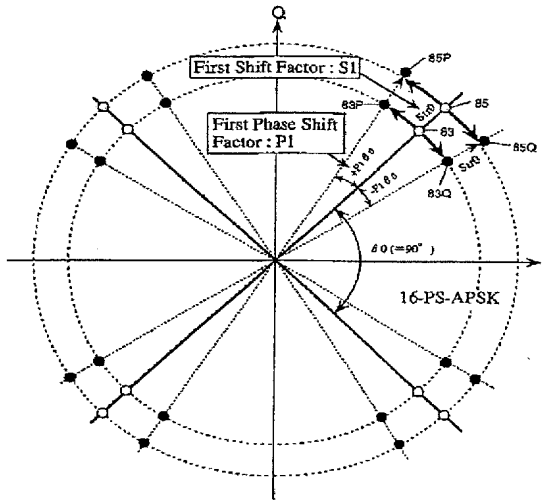
【図137】



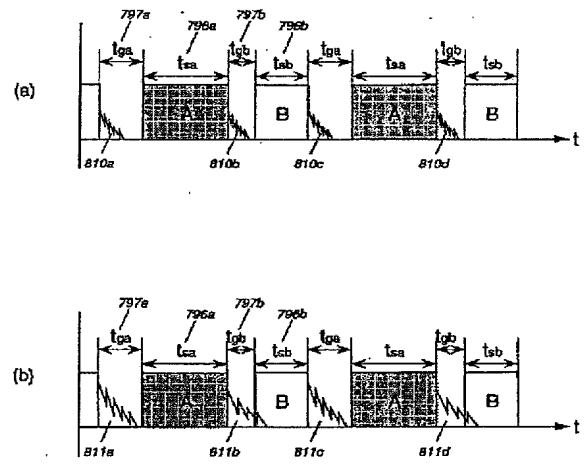
【図138】



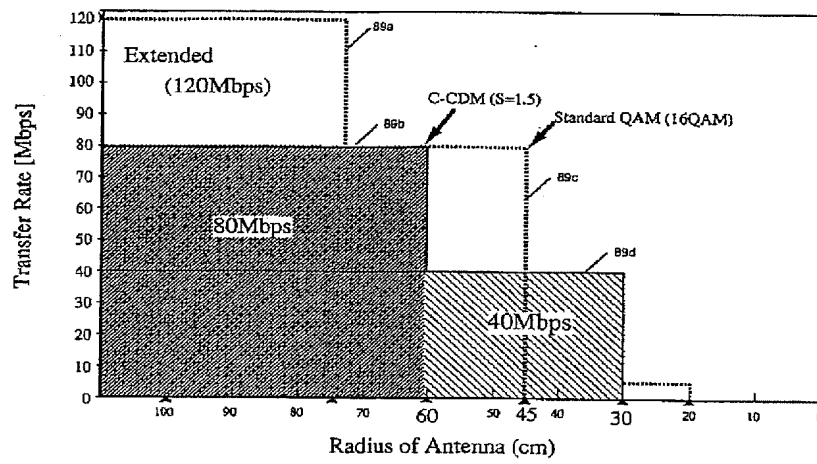
【図142】



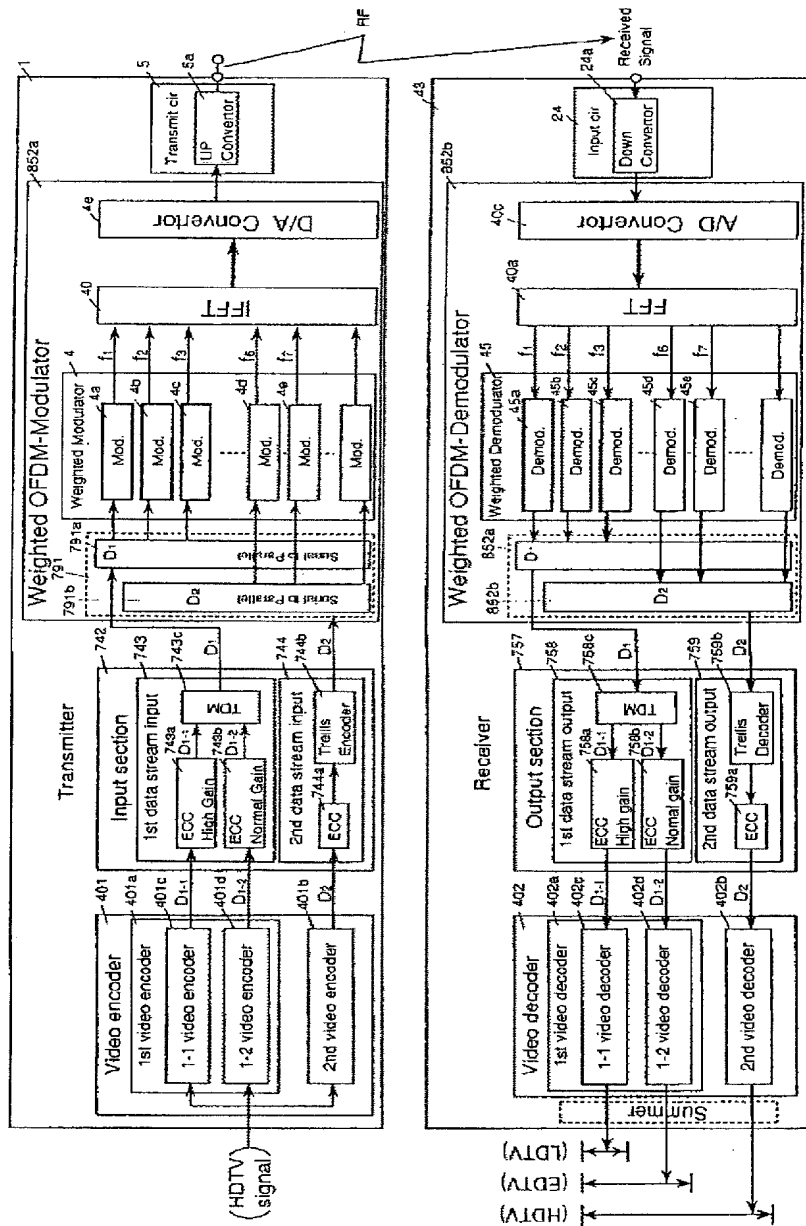
【図145】



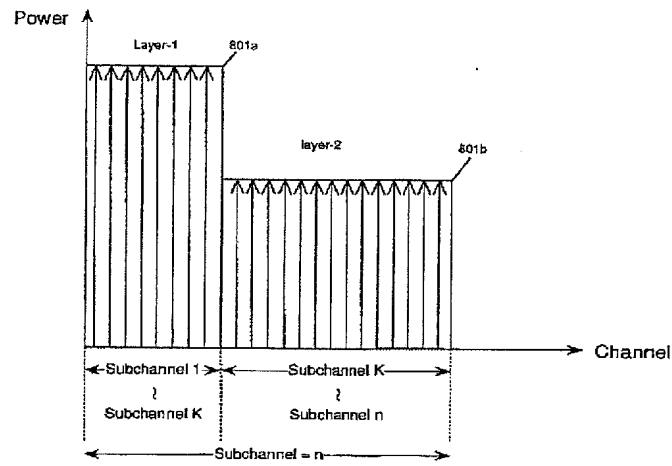
【図143】



【図144】



【図147】



【図148】

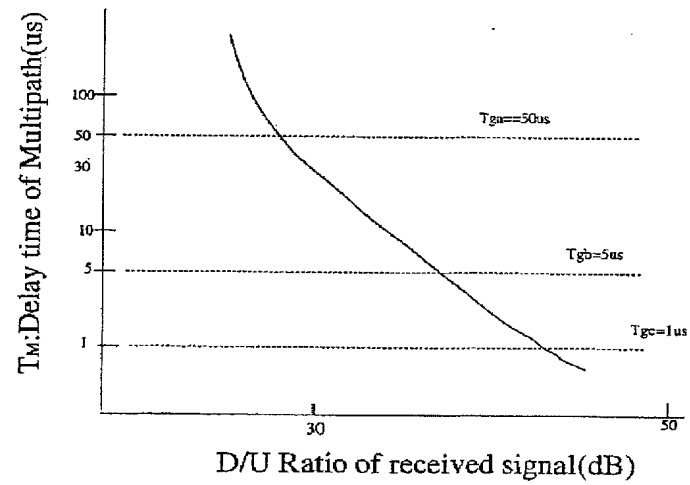
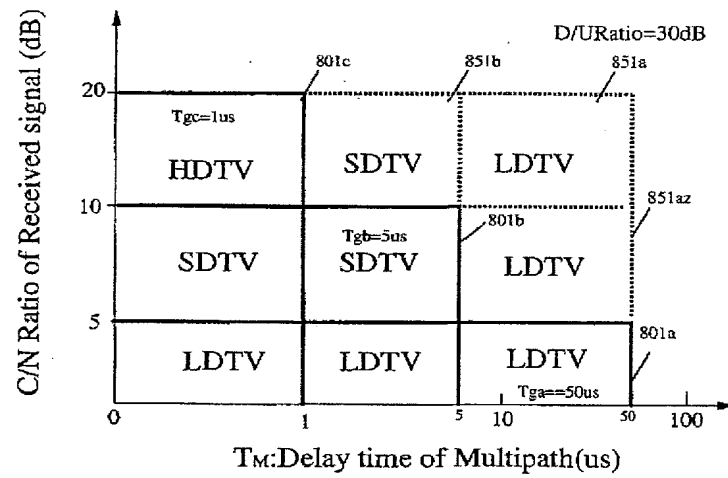


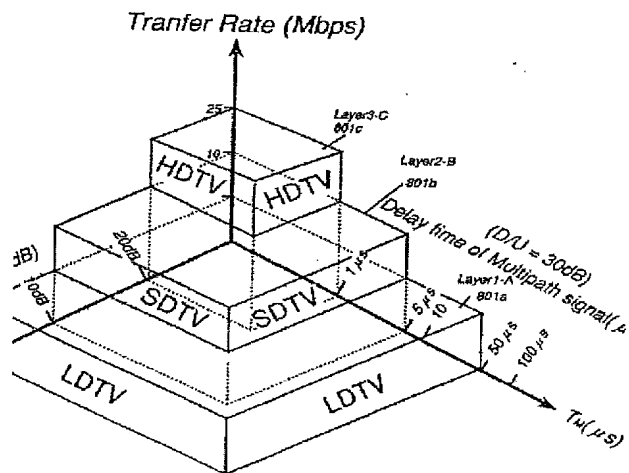
Figure 1 consists of three parts: (a), (b), and (c). Part (a) shows a timing diagram for a 1 sec OFDM frame. The frame is divided into a 2 ms guard interval and a 1 sec data interval. Part (b) shows a zoomed-in view of the frame, with subcarriers 801a, 801b, and 801c. Part (c) shows the timing for Layer-1, Layer-2, and Layer-3. Layer-1 has a guard interval of 50 us and a data interval of 200 us. Layer-2 has a guard interval of 150 us and a data interval of 150 us. Layer-3 has a guard interval of 100 us and a data interval of 100 us. The timing for Layer-1 is shown with a 50 us guard interval and a 200 us data interval. The timing for Layer-2 is shown with a 150 us guard interval and a 150 us data interval. The timing for Layer-3 is shown with a 100 us guard interval and a 100 us data interval. The timing for Layer-1 is shown with a 50 us guard interval and a 200 us data interval. The timing for Layer-2 is shown with a 150 us guard interval and a 150 us data interval. The timing for Layer-3 is shown with a 100 us guard interval and a 100 us data interval.

Figure 1 is a graph showing the Transfer Rate (Mbps) versus Delay time of Multipath (T_m) in microseconds. The y-axis is logarithmic, ranging from 1 to 20 Mbps. The x-axis is logarithmic, ranging from 0 to 100 microseconds. The graph shows three steps: HDTV at 20 Mbps for $T_m < 1 \mu s$ ($T_{gc} = 1 \mu s$), SDTV at 10 Mbps for $1 \mu s < T_m < 5 \mu s$ ($T_{gb} = 5 \mu s$), and LDTV at 1 Mbps for $5 \mu s < T_m < 50 \mu s$ ($T_{ga} = 50 \mu s$). The D/U Ratio is 30 dB.

【図151】



【図153】



【図152】

